

electronique

RADIO
PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

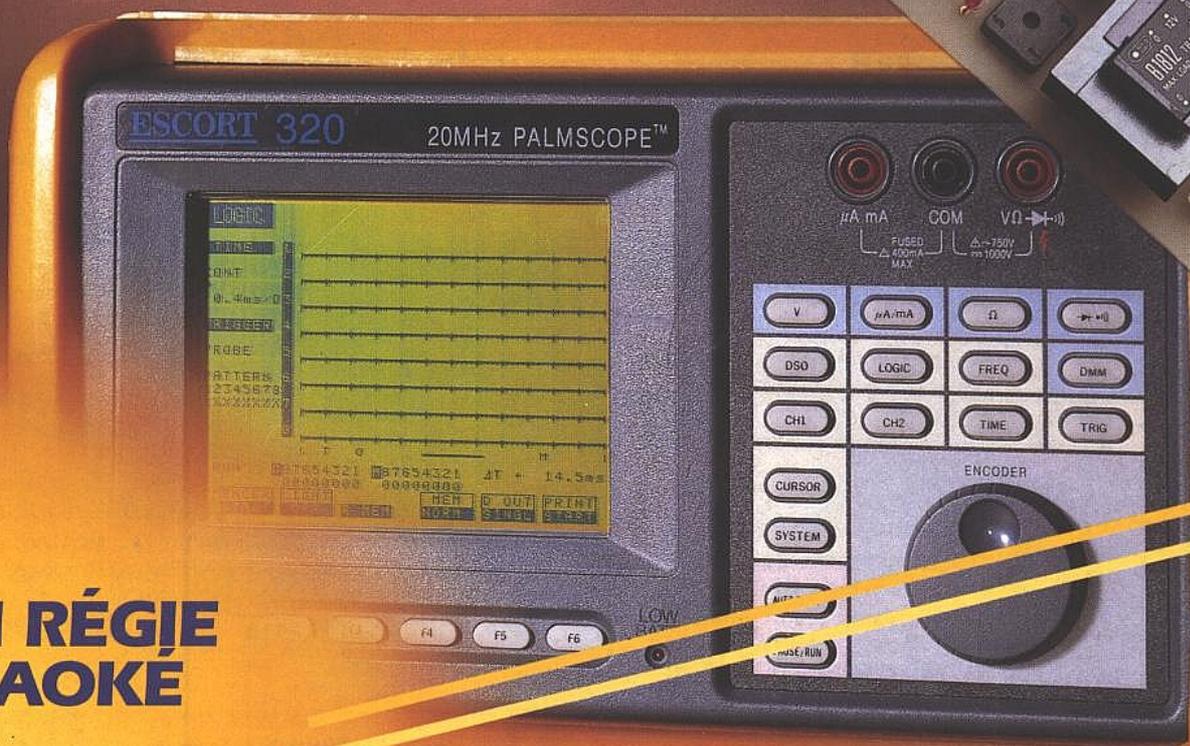
NUMÉRO 568 - MARS 1995

**DIPMÈTRE ET
SOURCE HF 200
MHz**

**AMPLI AUDIO
MONOLITHIQUE
2X40W/8 Ω**

**LES ANTENNES :
CE QU'IL FAUT
CONNAÎTRE**

**LE PALMSCOPE
ESCORT : DSO +
ANALYSEUR
LOGIQUE +
MULTIMÈTRE**



**MINI RÉGIE
KARAOKE**

**CENTRALE I2C
80C52 BASIC**

T 2438 - 568 - 25,00 F



ETUDES ET CONCEPTION

RÉALISATION

MESURE ET INSTRUMENTATION

TECHNIQUE

CIRCUITS D'APPLICATION

C. A. O.

■ DÉES ET MÉTHODE

■ NFOS

- 23** CENTRALE I2C À 80C52 BASIC
- 43** ADAPTATEUR CAPTEUR DE PRESSION POUR ADC10
- 55** DIPMÈTRE ET SOURCE HF 2-200 MHZ
- 63** MINI-RÉGIE AUDIO POUR KARAOKE
- 71** KIT DE DÉVELOPPEMENT ET PROGRAMMATION 8051
- 79** AMPLI AUDIO MONOLITHIQUE 2x40W / 8 Ω
- 50** LE PALMSCOPE ESCORT 320 : COMBINÉ DSO-ANALYSEUR-MULTIMÈTRE
- 33** LES ANTENNES
- 87** LE 82C200 ET LA CARTE CAN-PC SECCOM
- 11** DÉVELOPPEMENT POUR PIC 16C 5X : REFLEXION ET CLEARVIEW 5X
- 20** GRAVURE MÉCANIQUE ET CIRCUITS IMPRIMÉS : LES MACHINES LPKF
- 41** CONVERSION ANALOGIQUE - NUMÉRIQUE SUR MICROCONTRÔLEUR
- 52** LE LOGICIEL ORIENTÉ "OBJET" TESTPOINT DE KEITHLEY
RADIOSPARES COMPOSANTS : UN SERVICE ENCORE PLUS ÉTENDU
TEKTRONIX PRÉSENTE SON CATALOGUE TEST ET MESURE 95
- 74** LES CRÈMES À BRASER : L'OFFRE LOCTITE
- 76** ALIMENTATIONS AC/DC AVEC PFC LAMBDA
LES MODULES D'ACQUISITION "MINI-PODS" DE KRENZ
- 78** LA BRASURE SANS PLOMB INDALLOY 227
SONDES DIFFÉRENTIELLES HT ET 300 MHZ GOULD
LES FUSIBLES THERMIQUES HAUTE SÉCURITÉ MÜLLER



Le combiné PalmScope Escort 320 :
le quatre en un tout terrain.

PAGE **50**

ONT PARTICIPÉ À CE NUMÉRO :
J. ALARY, C. BROUSSAS, J.-P. CONDAMINES, C. DJABIAN,
A. GARRIGOU, P. GIRAUDEAU, P. GUEULLE,
R. LETOURNEUR, P. MORIN, P. OGUIC,
D. PARET, J.-L. VERN.

MENSUEL édité par PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F - 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40 - Télex : 220409 F

● Principaux Actionnaires : M. Jean-Pierre Ventillard - Mme Paule Ventillard ● Président-Directeur-Général, Directeur de la Publication : Jean-Pierre VENTILLARD ● Directeur de la Rédaction : Bernard FIGHIERA ● Rédacteur en Chef : Claude DUCROS ● Secrétaire de Rédaction : Annick Hérisson. ● Marketing/Ventes : Jean-Louis PARBOT - Tél. : 44.84.84.55. ● Création maquette : Rachid MARAI ● Inspection des Ventes : Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA - 11, rue de Wattignies - 75012 PARIS. Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14. ● Publicité : Société Auxiliaire de Publicité - 70, rue Compans, 75019 PARIS Tél. : 44.84.84.85 - C.C.P. PARIS 37 93 60 ● Directeur Général : Jean-Pierre REITER ● Chef de publicité : Francine FIGHIERA ● Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT - Tél. : 44.84.85.16 ● Voir notre tarif "spécial abonnement". Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.

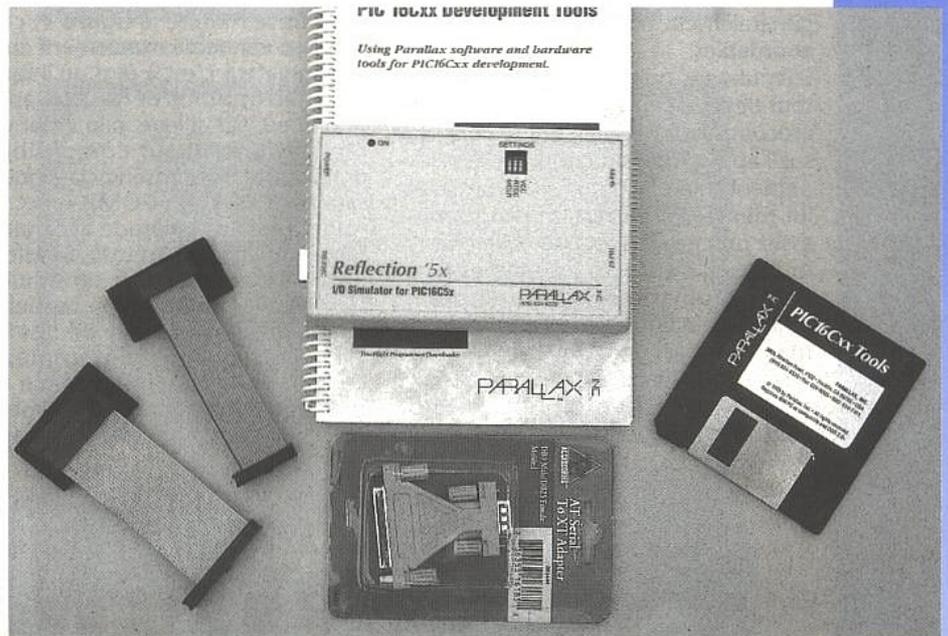
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.
Électronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés. «La loi du 11 mars 1957 autorisant aux termes des articles 2 et 3 de l'article 41, d'une part que «copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective» et d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, «toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite» (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal.»

Le numéro a été tiré à 41 200 exemplaires - Dépôt légal mars 95 - éditeur 1766 - Mensuel paraissant en fin de mois. - Distribué par S.A.E.M. Transports-Presses
Mise en page : J.L.C. - Photogravure : PMP/CE 75011 PARIS - Photo de couv. : E. Malemanche.



REFLEXION 5x ET CLEARVIEW 5x DÉVELOPPEMENT POUR PIC 16C5x

La société américaine Parallax,
distribuée en France depuis
peu, s'est fait une spécialité de
la réalisation d'outils de
programmation et de
développement pour les circuits
PIC 16CXX de Microchip au
point que son catalogue arrive



à être plus étoffé que celui de Microchip lui-même, tout au moins pour ce qui
est des produits d'entrée de gamme. Nous vous proposons aujourd'hui de
découvrir deux outils, similaires pour ce qui est de l'aspect et des fonctions
logiques disponibles, mais très différents au niveau des performances puisque
l'un fonctionne en temps réel et l'autre pas. Il s'agit respectivement du
Clearview 5x et du Reflection 5x, tous deux destinés à la famille des PIC 16C5x
comme leur suffixe le laisse deviner.

EMULATEUR ET SIMULATEUR

Pour développer confortablement une application à base de microcontrôleur, quel qu'en soit le type, il est souhaitable de disposer d'au moins un simulateur et, si des fonctions temps réel sont mises en jeu, d'un émulateur. Rappelons, pour ceux d'entre vous chez qui ces deux appellations prêteraient à confusion, quelles sont les fonctions exactes de ces deux produits.

Le simulateur, comme son nom l'indique, simule le fonctionnement d'un microcontrôleur sur une machine hôte, généralement un compatible PC. Il permet de faire dérouler un programme en pas à pas, de poser des points d'arrêt, de visualiser et modifier le contenu de registres pendant l'exécution du programme, etc. Ses deux défauts majeurs sont :
- de ne pas fonctionner en temps réel. En effet, même si la machine hôte est performante, le programme simulateur ne peut tourner aussi vite que

s'exécuterait le code dans le microcontrôleur. Toutes les vérifications des fonctions du programme faisant intervenir des notions de temps sont donc impossibles.

- de ne permettre le test des entrées/sorties que de façon approximative et relativement lourde. En effet, le simulateur étant seulement un programme, il simule les entrées/sorties du microcontrôleur par des octets en mémoire qu'il faut donc aller manipuler pour savoir ce que ferait réellement le programme au niveau de ces dernières.

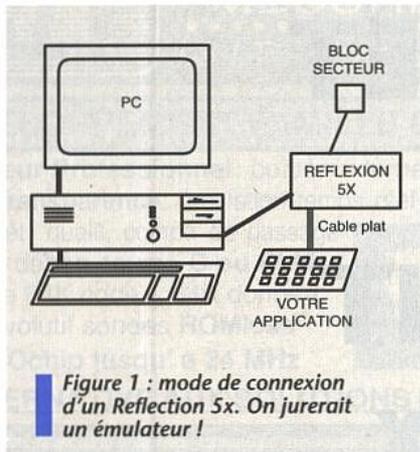


Figure 1 : mode de connexion d'un Reflection 5x. On jurerait un émulateur !

En contrepartie, les simulateurs sont généralement proposés à des prix très abordables.

L'émulateur quant à lui est le rêve de tout développeur. C'est en effet un microcontrôleur «éclaté» qui se connecte sur l'application en cours de développement à la place du microcontrôleur lui-même. Piloté par un programme assez proche d'aspect de celui d'un simulateur, il autorise les mêmes types de manipulations : pose de points d'arrêt, fonctionnement en pas à pas, manipulation des registres, mais en temps réel. On dispose donc dans ce cas d'une véritable possibilité de contrôle de toutes les fonctionnalités

de l'application en cours de développement.

L'émulateur est donc l'outil idéal mais hélas, il reste très souvent hors de portée de nombre d'utilisateurs potentiels en raison de son prix.

REFLECTION 5X : UN CONCEPT ORIGINAL

Parallax dispose bien sûr à son catalogue d'un simulateur pour toute la famille PIC 16CXX mais a eu l'idée, pour la seule famille PIC 16C5x pour le moment, de le transformer en produit plus complet, capable de simuler réellement les entrées/sorties des circuits. Cela a donné naissance à l'outil Reflection 5x.

Comme le montre la figure 1, cet appareil se connecte exactement comme un émulateur c'est à dire qu'il remplace le microcontrôleur de votre application. Il est par ailleurs piloté par un logiciel tournant sur compatible PC grâce à une liaison série classique passant par COM1 ou COM2.

Attention ! La similitude avec un véritable émulateur s'arrête là. En effet, Reflection 5x est toujours un simulateur logiciel avec la limitation rappelée ci-dessus pour ce qui est de la vitesse d'exécution des programmes. Par contre, du fait de la présence de ce boîtier externe connecté sur votre application, il est maintenant capable

d'agir directement sur votre circuiterie d'entrées/sorties et vous permet donc de tester ces dernières avec un maximum de confort, tant que ce test ne fait pas intervenir de notion de temps réel.

CE QUE SAIT FAIRE REFLECTION 5X

Pour ce qui est de sa partie purement matérielle, Reflection 5x doit être alimenté par un bloc secteur style calculatrice délivrant de 9 à 12 volts sous 250 mA stabilisés et redressés ou non. Deux câbles plats munis de leurs extrémités d'un connecteur à 18 pattes ou à 28 pattes permettent sa connexion à la place des PIC 16C5x de même taille de boîtier, selon un principe tout à fait classique.

Trois interrupteurs DIL permettent ou non de ramener au positif de l'alimentation les pattes MCLR et RTCC de votre application et autorisent aussi l'alimentation de cette dernière à partir du Reflection 5x dès lors que sa consommation ne dépasse pas 100 mA.

La liaison avec le PC a lieu par le port série de votre choix, au moyen du câble fourni, sans qu'il soit nécessaire de configurer quoi que ce soit. Le logiciel de simulation et de pilotage du Reflection 5x se charge en effet de la détection automatique du port et de la vitesse de transmission maximum utilisable.

Ce logiciel justement n'est autre que le simulateur performant de Parallax. Il utilise un affichage à trois fenêtres comme vous pouvez le constater sur l'exemple ci-joint.

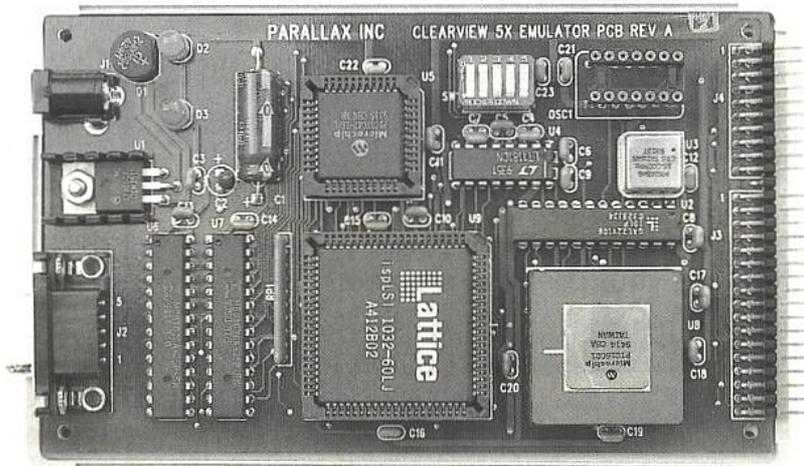
En haut à droite de l'écran se trouve la zone de mémoire vive du circuit ; au centre et sur la droite de l'écran on trouve les différents registres internes du circuit et, dans la fenêtre de la partie basse, le programme en cours de simulation, affiché en clair sous la forme de son listing source.

Piloté par les touches de déplacement de curseur ou la souris, ce simulateur permet la mise en place d'un nombre illimité de points d'arrêt, l'exécution du programme en pas à pas ou d'un point d'arrêt au point d'arrêt suivant. Il autorise la modification de n'importe quel registre ou mémoire afin d'en voir les effets sur le programme et dispose de deux ou trois particularités qui méritent d'être signalées.

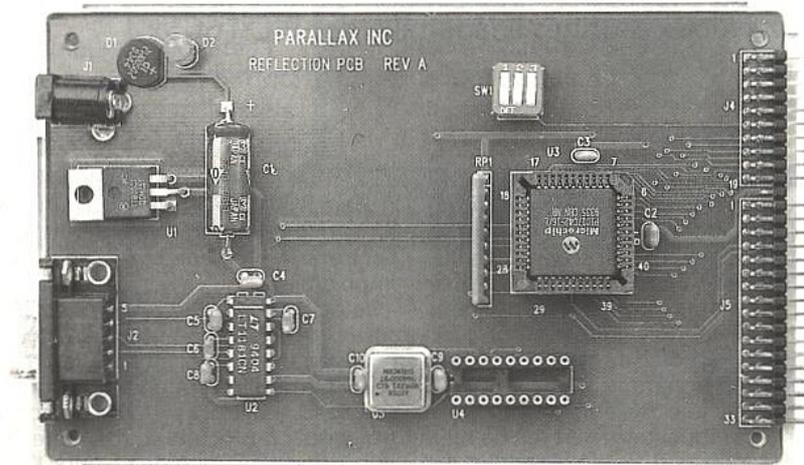
L'exécution jusqu'à la prochaine ligne d'instruction en mode pas à pas en est une. Elle permet, alors que l'on est en mode pas à pas, de faire exécuter la ligne suivante de programme d'un seul coup, et s'avère ainsi très utile si cette dernière est un appel de sous-programme par exemple.

Il est également possible de visualiser la durée réelle d'exécution de tout ou partie du programme avec un timer très précis qui peut être initialisé à tout instant.

Vous pouvez aussi définir la fréquence d'horloge de votre application. Ceci n'a bien sûr aucune influence sur la vitesse de simulation mais agit sur le logiciel qui pilote le timer évoqué ci-



Un «gros» GAL et une unité centrale de PIC (introuvable dans le commerce classique) sont au cœur du Clearview 5x.



L'intérieur très dépouillé d'un Reflection 5x.

avant, lui permettant ainsi de donner des indications parfaitement exactes. Il nous faut aussi signaler une extrême souplesse de manipulation pour la pose des points d'arrêt et la modification des registres. Il suffit en effet d'amener le curseur sur l'instruction où l'on veut mettre un point d'arrêt ou bien encore sur le registre que l'on veut modifier et de frapper ce que l'on souhaite. Point n'est besoin de savoir que le point d'arrêt est à l'adresse X ou Y, tout est visuel est c'est très agréable. Enfin, possibilité assez rare mais très utile, ce simulateur sait faire «marche arrière» dans votre programme sur une amplitude pouvant aller jusqu'à 100 pas. Ceci permet par exemple de visualiser très facilement quel était l'état de l'ensemble de votre application juste avant que votre programme se plante !

Nous l'avons dit, Reflection 5x n'est qu'un simulateur et n'est donc pas temps réel. Vous trouverez dans le **tableau 1**, à titre d'information, les rapports de vitesse d'exécution des programmes simulés et réels pour différentes fréquences d'horloge. Ces mesures ont été faites sur un compatible PC équipé d'un 486 DX 2-66 et sont tout à fait dans la norme pour un logiciel de simulation.

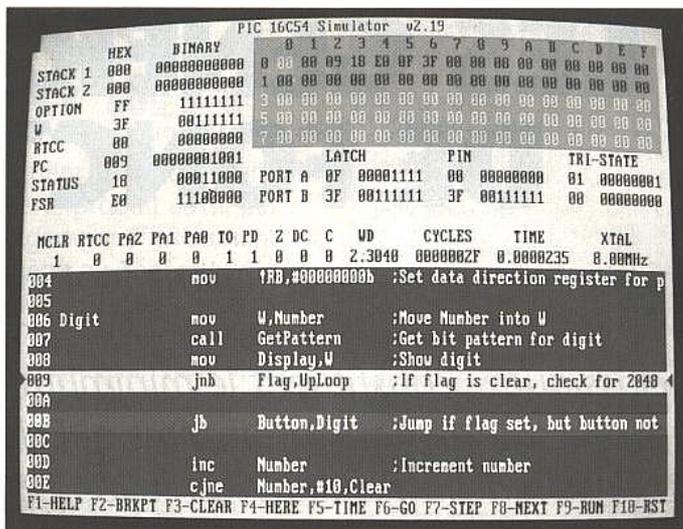
CE QU'APPORTE EN PLUS CLEARVIEW 5X

L'aspect matériel est quasiment le même, hormis la présence sur le boîtier du Clearview 5x de l'oscillateur d'horloge susceptible de remplacer éventuellement celui de votre application, ainsi que de deux commutateurs DIL supplémentaires validant ou non cet oscillateur.

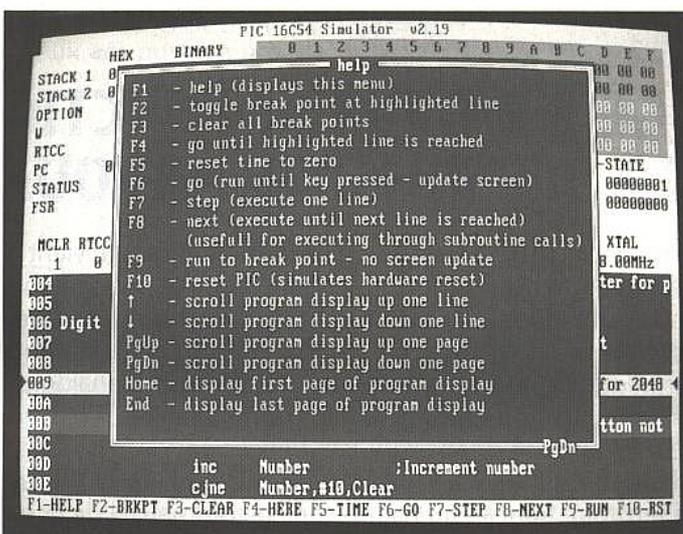
Le bloc secteur à lui adjoindre doit aussi être un peu plus musclé puisqu'il faut ici de 7 à 9 volts sous 1 A. Le synoptique de mise en œuvre reste bien évidemment celui de la figure 1 puisque l'on est cette fois en présence d'un véritable émulateur.

Côté logiciel, tout ce que nous avons dit ci-avant à propos du Reflection 5x reste valable. C'est en effet le même logiciel qui pilote le Clearview 5x mais, car il y a un mais et de taille, il fonctionne cette fois en frontal du Clearview 5x qui est un véritable émulateur temps réel.

Cela signifie tout simplement que si vous ordonnez l'exécution de votre programme en cours de test d'un point d'arrêt à un autre par exemple, cette dernière se déroulera à la même vitesse que celle qu'elle aurait eue sur votre application équipée de son microcontrôleur.



■ L'écran du simulateur et ses trois fenêtres de travail.



■ Une mini aide en ligne est accessible à tout instant.

Ceci reste vrai jusqu'à une fréquence d'horloge de 20 MHz, c'est-à-dire jusqu'à la valeur maximum admise à l'heure actuelle par les PIC 16C5x. Clearview 5x est donc bien un véritable émulateur.

LA TECHNIQUE ET LE PRIX

Il n'y a évidemment aucun rapport entre le contenu d'un Reflection 5x qui se contente d'un banal PIC 17C42 et de quelques composants périphériques nécessaires et celui du Clearview 5x qui doit lui, contenir l'équivalent d'un PIC 16C5x «éclaté».

Une unité centrale PIC 16C01 y est utilisée conjointement à de la RAM ultra rapide et à deux GAL, dont un de très forte densité logique.

Le prix de ces deux produits est évidemment à l'image de cette différence

de complexité puisque le Reflection 5x est proposé pour environ 2 200 Francs alors que le Clearview 5x avoisine les 5 700 Francs. Dans les deux cas, ces chiffres restent très raisonnables eu égard aux possibilités offertes.

NOTRE AVIS

Si vous envisagez de développer de façon sérieuse des applications à base de PIC 16C5x, l'acquisition de l'un ou l'autre de ces produits vous fera très certainement gagner beaucoup de temps. Dans le cas d'un budget limité, vous choisirez bien sûr le Reflection 5x qui, sans être un véritable émulateur, vous permettra déjà de valider tout ou partie de vos entrées/sorties.

Si un petit effort financier vous semble possible, l'acquisition du Clearview 5x s'impose puisque c'est un véritable émulateur temps réel permettant ainsi le test intégral de toute application à base de PIC 16C5x.

Dans les deux cas le logiciel de commande conserve le même aspect et les mêmes possibilités et s'avère extrêmement souple et agréable d'emploi.

C. BROUSSAS

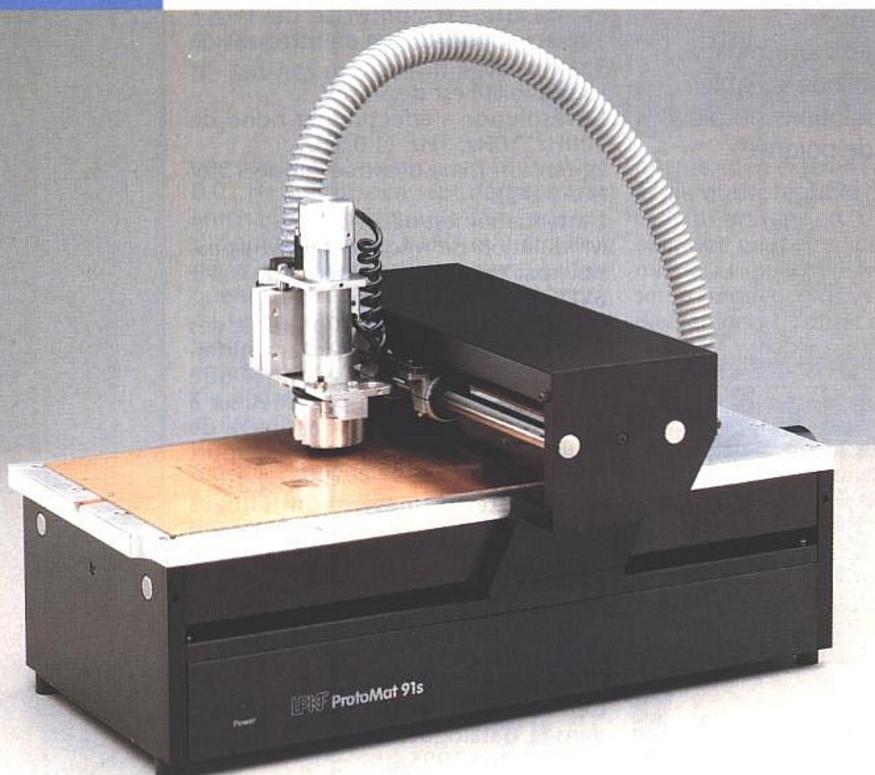
FREQUENCE D'HORLOGE PIC	DUREE D'EXECUTION REELLE	DUREE D'EXECUTION SIMULEE	RAPPORT
8 MHz	51,56 ms	4 mn 18 s	≈ 5000
1 MHz	412,6 ms	4 mn 18 s	≈ 625
32 kHz	12,89 s	4 mn 18 s	≈ 20

■ Tableau 1 : rapport entre vitesse de simulation et vitesse d'exécution réelle pour différentes fréquences d'horloge du PIC simulé.

Parallax est importé et distribué en France par Selectronic.



GRAVURE MÉCANIQUE ET CIRCUITS IMPRIMÉS



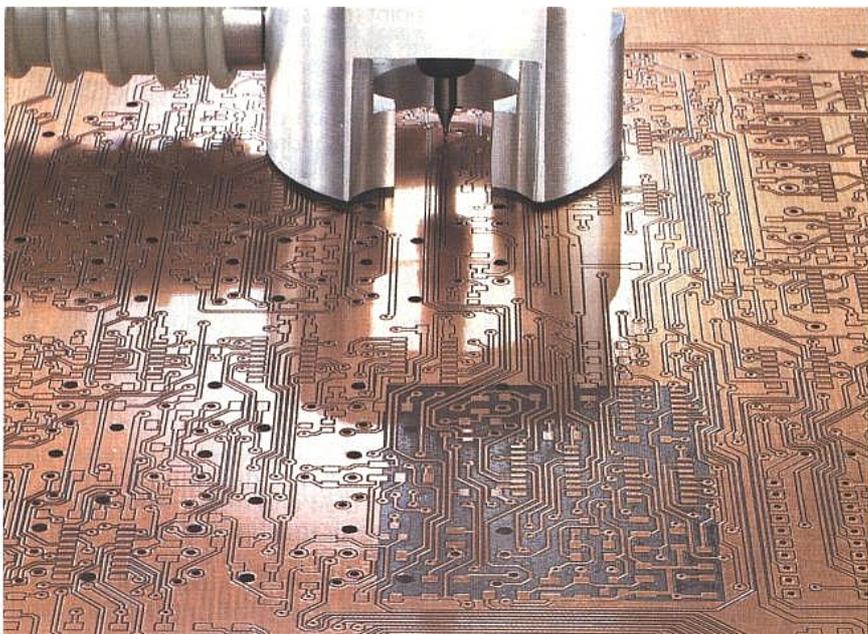
Le modèle le plus populaire format travail 200 x 300 mm.

Graver les plaques de circuits imprimés par fraisage mécanique n'est pas une idée nouvelle. Longtemps cette procédure est restée réservée à de petites plaques avec une faible densité de pistes et de composants selon la méthode dite anglaise par fraisage manuel et pour des prototypes. Les progrès considérables de l'électronique, de la micro-informatique et de la mécanique de précision ont rendu la réalisation de perceuses-fraiseuses-détourees numériques de petite taille et de «faible» coût beaucoup plus aisée, de sorte qu'il existe depuis quelques années des machines de plus en plus performantes et compétitives qui rendent cette méthode de gravure de plus en plus attractive pour des petites quantités et surtout pour les prototypes. LPKF, société allemande dont les produits sont distribués en exclusivité par CIF en France, est leader dans ce domaine et c'est à une présentation de ses machines que nous vous convions.

Du modèle 91S permettant de graver et percer des plaques de 340 x 200 mm² avec une précision de 20µm (résolution de 8µm) jusqu'au modèle automill de format 420x375 mm² à changement automatique d'outils, la gamme est constituée de cinq machines se différenciant essentiellement par le type de moteur d'usinage, la commande de l'ensemble porte-outil (électromagnétique à amortissement ou électropneuma-

tique) et le format de travail. Toutes sont servies par le même logiciel de commande et fonctionnent selon le même principe. Ces coordinateurs utilisent des moteurs pas à pas associés à des vis micrométriques pour les déplacements XY et une commande électromagnétique ou pneumatique pour l'axe Z selon les modèles. Le moteur d'entraînement de la broche porte-outil est de type courant continu à vitesse fixe (13000 trs/mn) pour les

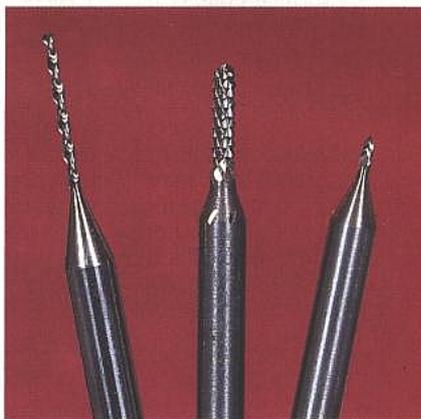
modèles d'entrée de gamme ou variable (6000 à 60000 trs/mn) pour les haut de gamme, notamment celui à changement automatique d'outils. Inutile d'insister sur le fait que le châssis et le socle sont usinés avec une grande précision, ce qui confère, conjointement à une électronique de commande éprouvée et un logiciel constamment amélioré depuis maintenant presque vingt ans que LPKF existe, une excellente précision de gravure et de



La machine en cours de fraissage sur un circuit imprimé haute densité. Les tracés d'empreintes de composants CMS sont aussi acceptés.

perçage doublée d'une très grande fiabilité. A cet égard nous avons réalisé le circuit imprimé d'une des cartes du scanner HF (voir photo) paru l'an dernier dans la revue et on pourra comparer avec la carte qui avait été publiée, réalisée en gravure chimique trous métallisés. Signalons d'ailleurs que toutes les cartes électroniques des machines LPKF sont réalisées par ce procédé.

Le modèle de base, 91S, permet le perçage avec des forets de 0,5 à 2,5 mm à une cadence de 60 trous par minute et le fraissage de pistes et motifs à une vitesse de 2 cm/s ; la précision et la répétabilité de 20µm autorise la reproduction de circuits avec passage de deux pistes conductives entre deux pastilles placées au pas de 2,54 mm. Et il s'agit là du modèle le moins performant ... Ces machines sont donc tout à fait adaptées à la réalisation de cartes prototypes, un circuit deux couches format 1/2 europe ne demande qu'une heure et demie tout compris. En outre on peut aussi bien graver les supports standards (époxy et cuivre en 8, 16, 35 et 70µm) que le verre téflon pour les circuits HF voire encore les métaux tendres, laiton ou aluminium, faire du détournage, de la gravure de panneaux ou encore le perçage-usinage de gabarits et piges de test. L'encombrement est minimum, le procédé

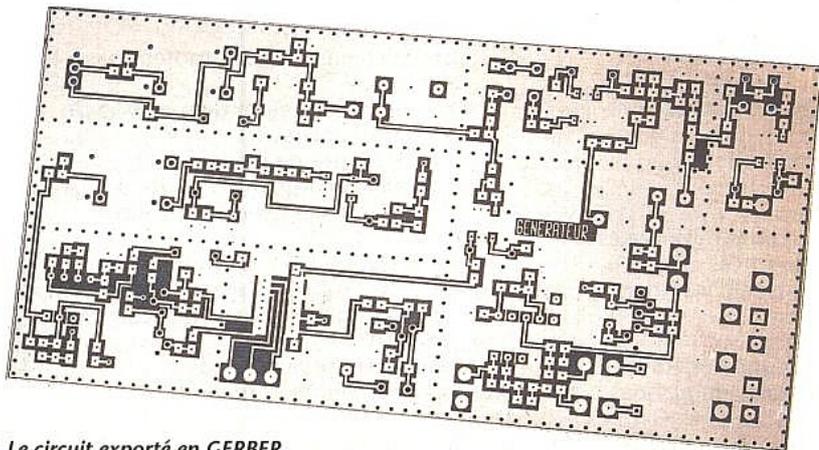


Jeu d'outils utilisés. Tous présentent un fût de 3 mm s'adaptant dans la douille (3 mm) LPKF et sont réaffutables.

est propre – il n'y a aucun effluent à traiter –, l'ensemble peut donc prendre place à côté de l'ordinateur de CAO, qui accueillera avantagusement le logiciel de gestion circuit CAM fonctionnant sous WINDOWS.

LE LOGICIEL

Circuit CAM accepte les fichiers de dessin ou de routage en provenance des routeurs ou de logiciels de CDAO



Le circuit exporté en GERBER déjà publié dans la revue réalisé avec le LPKF 91 S (double face, trous métallisés).

PROGRAMMATEUR UNIVERSEL

ALL07 (sous PC)



Deux modèles disponibles:
1° Avec la carte interne au PC
2° Pour port parallèle
Le ALL07 programme EPROM - EEPROM - PROM - PAL - Flash EPROM - MONOCHIP, etc...

CONVERTISSEURS



1° Pour Programmeurs

Sur votre programmeur, possibilité de programme : PGA, SOT, PLCC, QFT, CCT

2° Pour Emulateurs et tests

Possibilité de convertir tout type de sonde en autre type ou tout type de socket (ex : PGA to DIL)

PC Interface Protector



- Permet de brancher des cartes 8/16 bits sur le PC sans l'ouvrir
- Permet le test et la maintenance
- Protégé par fusibles

DEVELOPPEMENT de cartes à «Puce»



Hardware

Lecteur Programmeur de cartes I²CBUS, pour toutes les versions de cartes.

Software

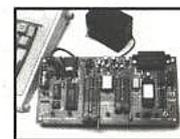
Compilateur - Debugger C sur PC-MDOS

I²C ACCESS MONITOR



- Mode autonome
- Mode terminal
- Trace temps réel 100 Kbits
- Supporte tous adressages
- Affichage de tous les événements

Carte d'application :



Modèle pour 80C196KB
Modèle pour Z180
Modèle pour 80188
Modèle pour 80C552
Modèle pour 68HC11
Modèle pour 68HC16
Modèle pour 80535
Modèle pour 8031/51/52

ROM-IT



Emulateur d'EPROM

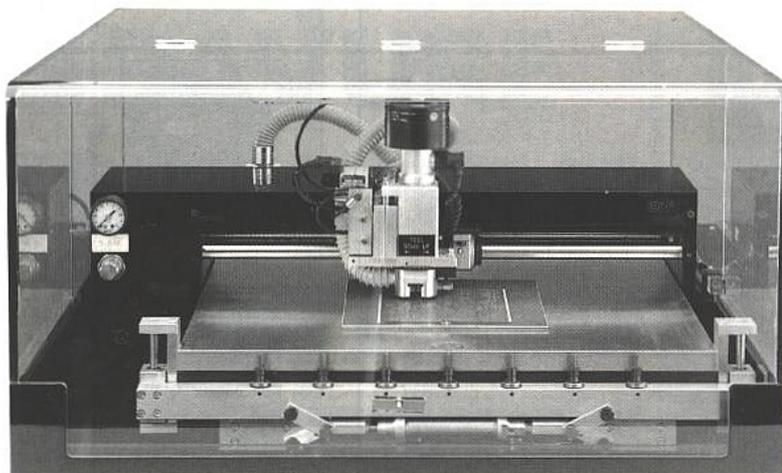
Module pour EPROM de 2764 à 8 Mo
Module pour 1 à 8 EPROM.

Autres produits

- Emulateurs (8051 - PIC 16 - 68HC11 etc...)
- Kit développement ECRAN LCD
- Outil développement cartes PCMCIA
- Compilateur croisés C-PASCAL
- Simulateurs de microprocesseurs
- CAO-Routage Auto et Manuel
- Compilateur PAL-PLD
- Effaceurs d'EPROM

UNIVERSAL DEVELOPERS

B.P. 67 - 93800 EPINAY SUR SEINE
Tél. : 48 41 80 36 - Fax : 48 41 80 29



■ L'automill avec changement d'outils automatique.

aux formats standards GERBER, excelon (perçage), HPGL, SIEB & MEYER. Tous les logiciels actuels permettent l'export de fichiers à ces formats (au moins en HPGL). Une fois le fichier importé, l'utilisateur peut effectuer des modifications, ajout ou suppression de pastilles, d'outils, de pistes, de plan cuivre, etc. Ensuite il définira selon la résolution et les isolements souhaités, les zones à inverser ou non, les types d'outils de fraisage ou de forage à employer, ce qui s'effectue automatiquement. Le «soft» détermine alors les passes et les changements d'outils à effectuer en optimisant la procédure. Après lancement de l'usinage, on peut suivre en temps réel à l'écran l'avancement du travail, pour notamment procéder au changement d'outil sur les

trous sur de l'époxy cuivré avec les outils standards entre deux réaffutages. Enfin pour autant que le format de travail le permette, il est possible de dupliquer les surfaces à traiter autant de fois qu'on le souhaite sans autre intervention que le placement des zones dans la surface utile.

PRÉCISIONS SUPPLÉMENTAIRES

On peut aussi avec ces machines graver du film grattable et réaliser des typons qui évitent un passage films pour les documents définitifs ou encore adapter une tête laser pour d'autres types d'usinage. Si l'on sait que les pâtes conductrices déposables sont aujourd'hui au

point (nous en reparlerons), on imagine les possibilités offertes...

La seule contrainte au niveau de la machine consiste à disposer un ensemble d'aspiration de la poussière et des copeaux, solidaire de la tête d'usinage. Ce peut être celui fourni en option par LPKF ou tout autre adaptable. Son absence nuirait à la qualité de la gravure car le nez suiveur de la tête d'usinage ne serait plus en contact parfait avec la surface traitée, et tout autant à l'environnement, les poussières d'époxy notamment n'étant pas très agréables à inhaler. LPKF, outre ces machines à graver propose également un ensemble de galvanoplastie pour la métallisation des vias et une presse pour l'assemblage des multicouches, les deux d'un encombrement restreint et d'une grande facilité d'exploitation. Grâce à cette panoplie complète, la réalisation de circuits imprimés et la gravure en générale en petites quantités mais aux normes professionnelles peuvent s'effectuer au labo dans des délais considérablement raccourcis et à un prix compétitif si l'on se réfère au coût des prototypes en général. Il s'agit d'une alternative qui ne peut plus être ignorée des laboratoires et des PME, PMI.

A titre indicatif, le modèle LPKF 91S avec le logiciel Circuit CAM vaut 75600 F HT.

C. D.

CIF, Le Circuit Imprimé Français
11 rue Charles Michels
92220 BAGNEUX
Tel: 45 47 48 00 - Fax: 45 47 16 14.



■ Gros plan sur la gravure, on remarquera l'excellente qualité de l'usinage.

machines «manuelles». A tout moment il est possible de retravailler une zone en la sélectionnant, notamment lorsqu'une fraise ou un foret viennent à casser ou sont manifestement usés. Signalons à ce propos que le logiciel enregistre le travail effectué par chaque outil, nombre de tours ou longueur de fraisage, et qu'il rappelle les limites spécifiques en fonction des caractéristiques de l'outil et des matériaux travaillés. L'utilisateur attentif ne doit donc pas rencontrer de problèmes. La plupart des forets sont standards, seules les fraises de gravure et de détournage peuvent être des modèles spéciaux mis point avec des spécialistes de l'outillage à partir d'un cahier des charges LPKF. Pour fixer les idées, un outil vaut environ 300 F en moyenne, on peut le réaffuter trois fois pour une somme équivalente et effectuer environ 50 m de fraisage et 6000

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES LPKF 91 (S)

Dimensions de la machine :	longueur 530 mm ; largeur 405 mm ; hauteur 330 mm
Poids de la machine :	23 kg environ
Capacité de fraisage-perçage :	300 mm x 200 mm (340 mm modèle S)
Alimentation électrique :	220 V/50 Hz ; 110 V/60 Hz
Puissance absorbée sans aspirateur :	100 VA environ
avec aspirateur :	800 VA environ
Fidélité :	± 0,02 mm
Résolution :	0,0079376 mm
Broche de fraisage-perçage :	moteur courant continu, vitesse de rotation 13000 tr/mn
Changement d'outil :	manuel, avec une vis à six pans creux tourné à l'aide d'une clé mâle coudée douille de 3 mm
Mandrin :	60 courses/mn maxi.
Capacité de perçage :	électromagnétique à amortissement
Course :	20 mm/s maxi
Vitesse de gravure :	
Ajustage de la profondeur de fraisage :	lecture à pointe
Commande xy :	broche filetée précise, moteur pas à pas tétraphasé
Socle de la machine :	plaque d'aluminium de précision de 15 mm d'épaisseur
Applications :	tous les types de platines 1 face ou double face avec une densité d'insertion usuelle, CMS également possible
Perceuse pour cartes imprimées :	diamètre de 0,5 à 2,5 mm
Densité d'insertion :	jusqu'à 2 pistes conductives peuvent passer par une grille de base de circuit imprimé de 1/10"
Fraisage des contours :	oui, pièces individuelles
Gravure de plaques :	oui, aluminium et matières plastiques appropriées
Gravure sur feuille de film :	oui, film grattable.

CENTRALE I2C BASIC, COMPATIBLE AVEC DOMESTICUS

Les solutions pour bus I2C

qui vous sont proposées

dans ces pages suscitent

un grand intérêt.

Cependant un regret est

apparu au fil des mois.

Il s'agit du manque

d'autonomie des

applications conçues

autour du bus I2C.

En effet beaucoup des applications qui vous ont été proposées

nécessitent l'utilisation exclusive d'un PC. Pour remédier à ce handicap, nous

vous proposons ce mois-ci une centrale I2C parfaitement autonome bâtie

autour du microcontrôleur 8052AH BASIC d'INTEL. Pour harmoniser un petit

peu la connectique du bus I2C employé, notre centrale est compatible avec le

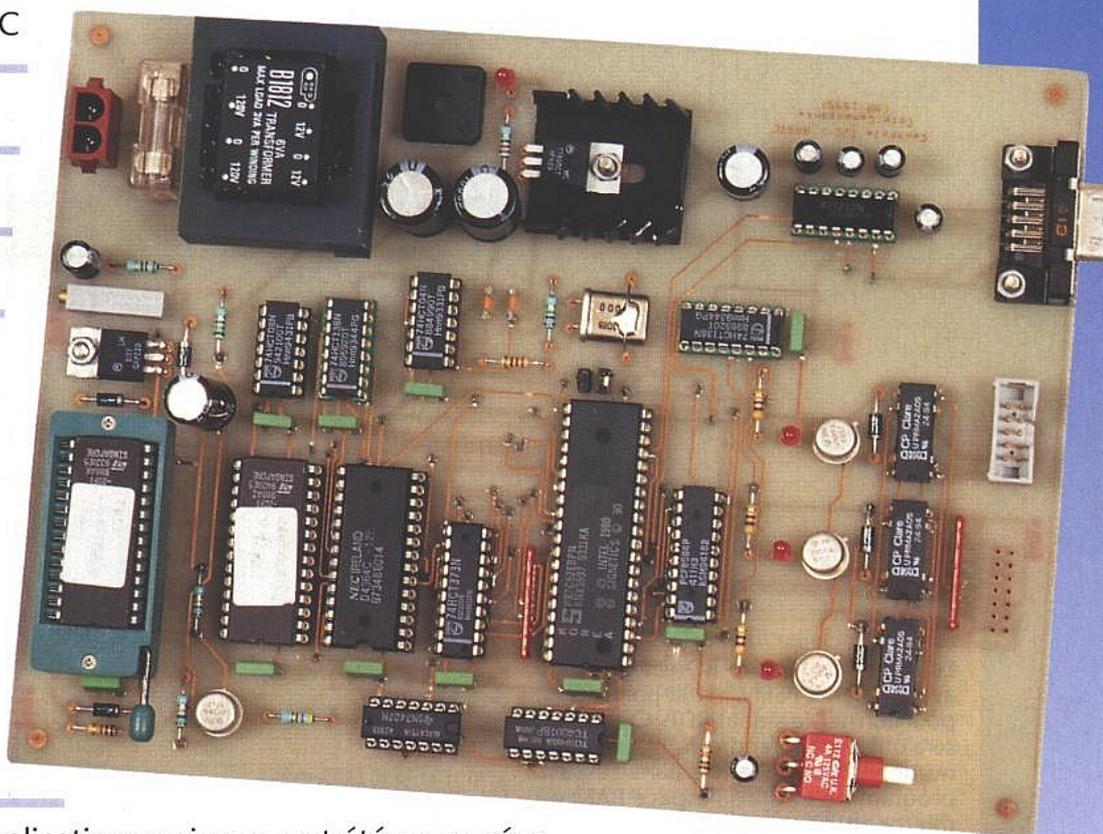
réseau domesticus.

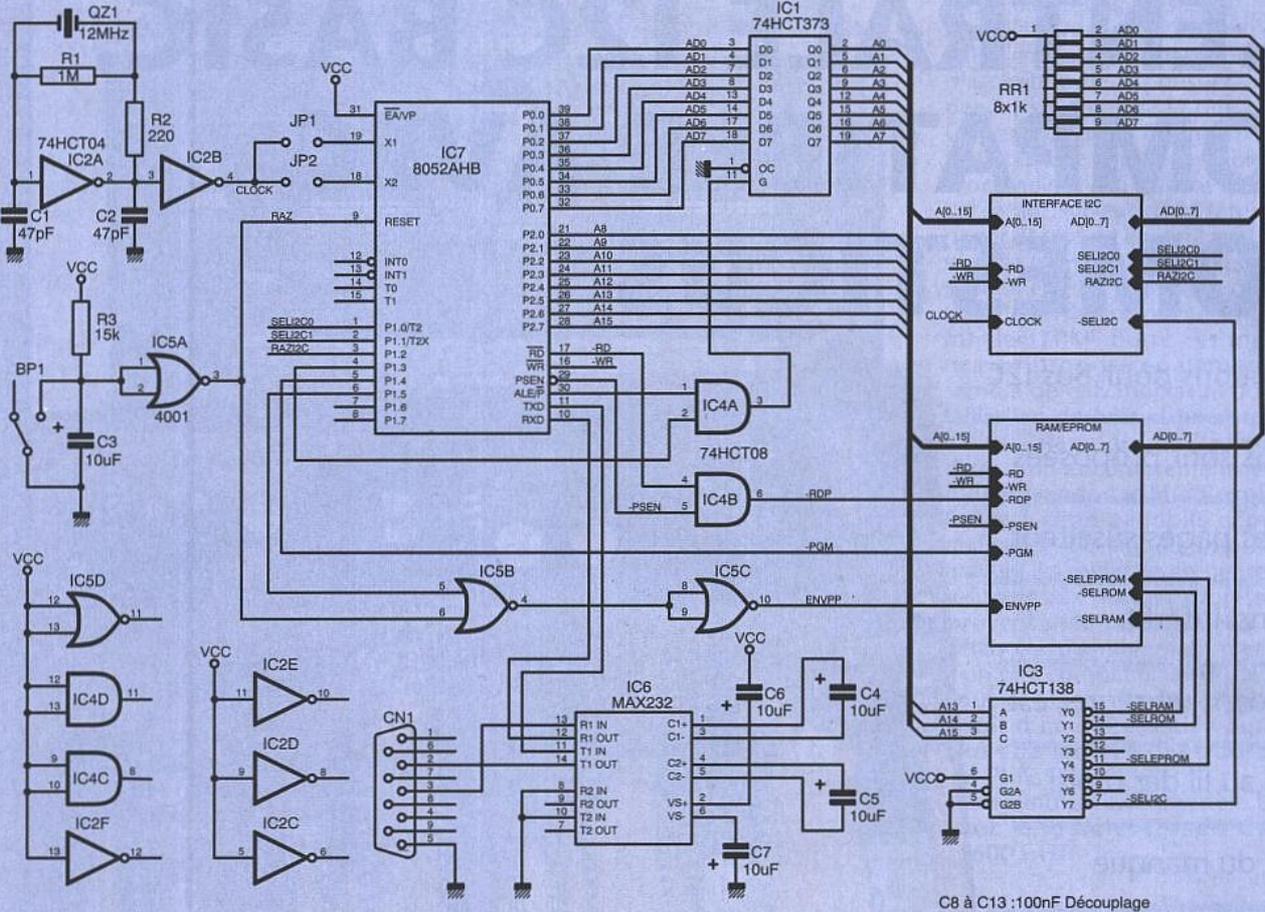
Le choix du microcontrôleur est évident. C'est bien entendu la souplesse et la facilité de mise en œuvre du langage BASIC qui nous ont poussés dans cette voie. Qui plus est, avec le microcontrôleur 8052AH BASIC, il est assez facile d'ajouter de nouvelles instructions au langage. Nous ne manquerons pas d'exploiter cette possibilité pour rendre plus facile la programmation de notre centrale. Nous avons voulu réaliser une centrale qui soit réellement utile, pour décharger complètement votre PC une fois la mise au point de votre application I2C termi-

née. Pour cela nous avons doté notre centrale d'un véritable contrôleur de bus I2C, pour gérer le bus en mode Multi-masters. De plus nous avons doté notre centrale d'un programmeur d'EPROM, pour être parfaitement autonome. Vous pourrez ainsi sauvegarder vos programmes en BASIC directement sur une EPROM. Enfin, le format de notre centrale est suffisamment compact (alimentation comprise) pour une intégration dans un boîtier mural (genre boîtier d'alarme), ce qui intéressera certainement tous ceux d'entre-vous qui ont réalisé la centrale Domesticus.

SCHÉMAS

Les schémas de la centrale sont reproduits aux figures 1 à 4. La figure 1 dévoile le cœur du montage, à savoir le microcontrôleur 8052AH BASIC (IC7). Le circuit est mis en œuvre de façon très classique. Le latch IC1 permet le demultiplexage du port P0 pour séparer le bus des données du poids faible du bus des adresses. La commande du circuit IC1 s'effectue par une combinaison du signal ALE et du bit 4 du port P1 via IC4B. Ceci est nécessaire pour programmer les EPROM.





■ Figure 1 : le cœur du montage, le 8052AH et ses périphériques.

C8 à C13 : 100nF Découplage

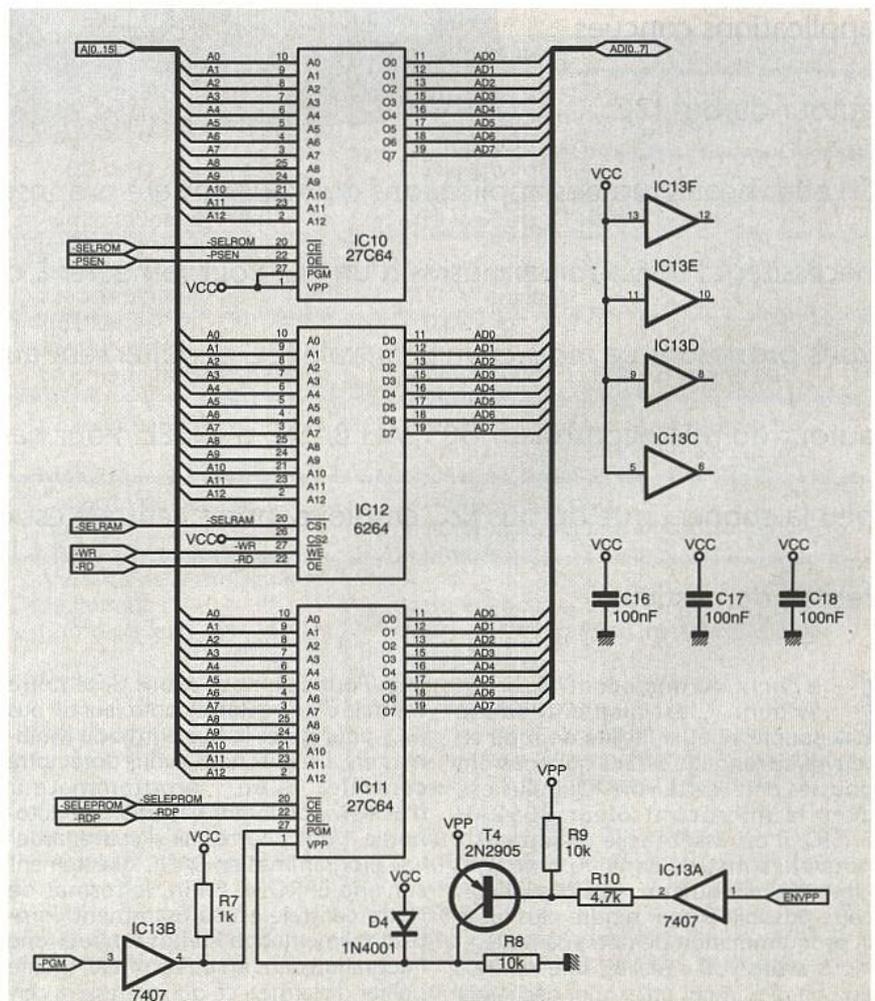
Le signal de lecture RD est combiné avec le signal PSEN, via la porte IC4B, pour former le signal RDP. Ce dernier sera utilisé pour rendre visible le contenu de l'EPROM à la fois dans l'espace programme et dans l'espace RAM du microcontrôleur. Ce n'est pas indispensable, mais cela vous permettra de placer dans vos EPROM des routines en assembleur. La porte IC4B étant disponible cela ne coûtait rien de l'utiliser.

Le signal de remise à zéro est généré par la cellule R3/C3. La porte IC5A permet de l'inverser pour commander à la fois le microcontrôleur et la porte IC5B. Le traitement du signal RESET par la porte IC5B permet de s'assurer qu'aucun cycle de programmation intempêtif de l'EPROM utilisateur ne se produira à la mise sous tension.

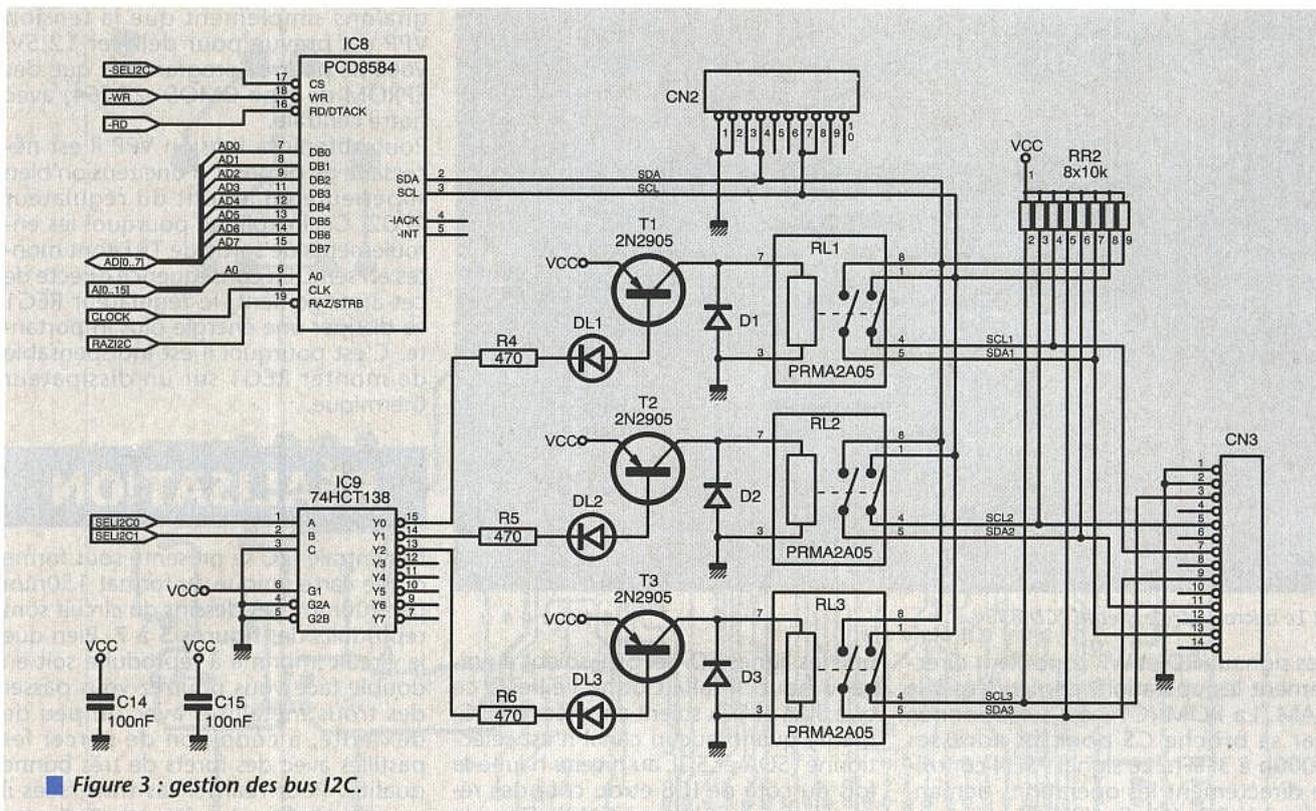
Le circuit IC3 permet de découper l'espace adressé par le microcontrôleur en «tranches» de 8Koctets, indépendamment de la distinction entre l'espace programme ou de l'espace RAM. Ceci n'a pas d'importance puisqu'il suffira de choisir le signal de lecture RD ou PSEN pour différencier les boîtiers voulus, comme nous le verrons dans la figure 2.

Le circuit d'horloge interne du microcontrôleur IC7 ne sera pas utilisé. Il est plutôt fait appel aux portes IC2A et IC2B, pour permettre de partager le signal d'horloge à la fois par le microcontrôleur et par le contrôleur de bus I2C.

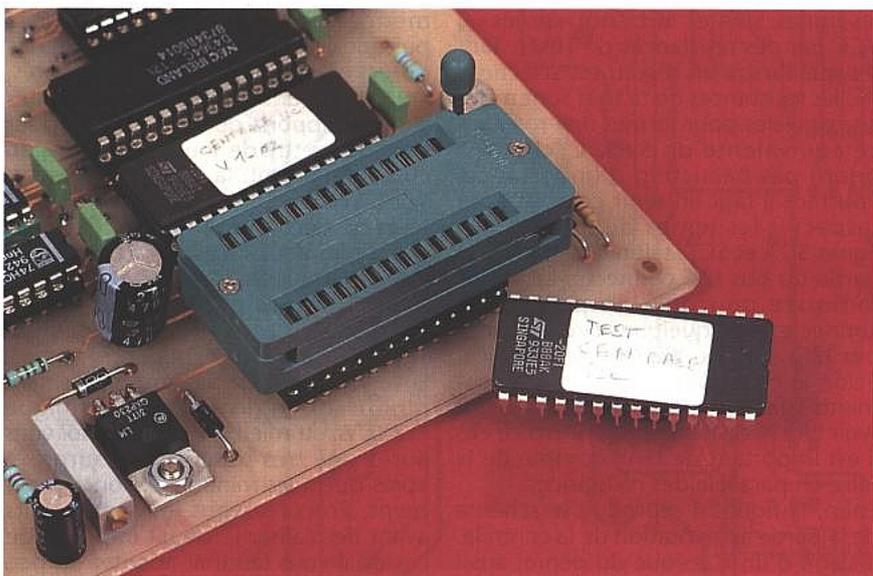
Notez que le signal d'horloge peut être distribué à IC7 soit sur son entrée XTAL1, soit sur son entrée XTAL2. Nor-



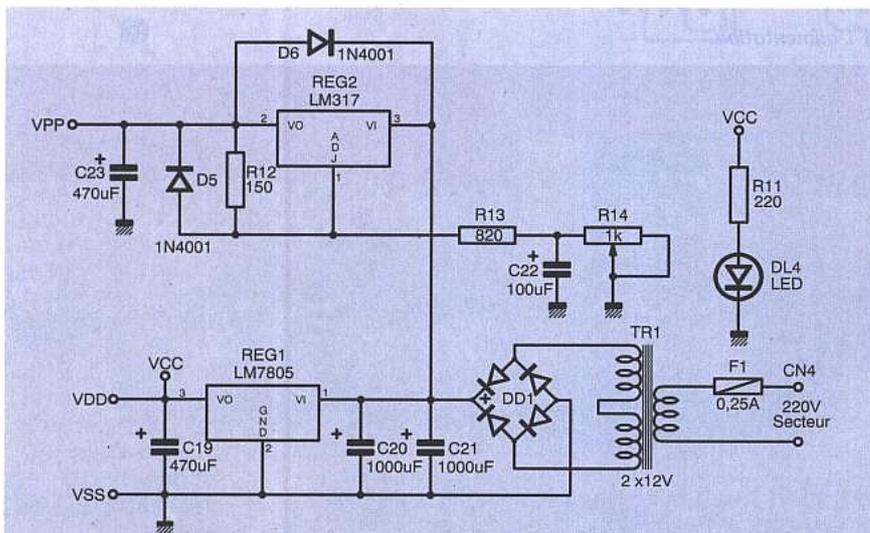
■ Figure 2 : la partie RAM/EPROM.



■ Figure 3 : gestion des bus I2C.



■ L'EPROM utilisateur et son support.



■ Figure 4 : l'alimentation.

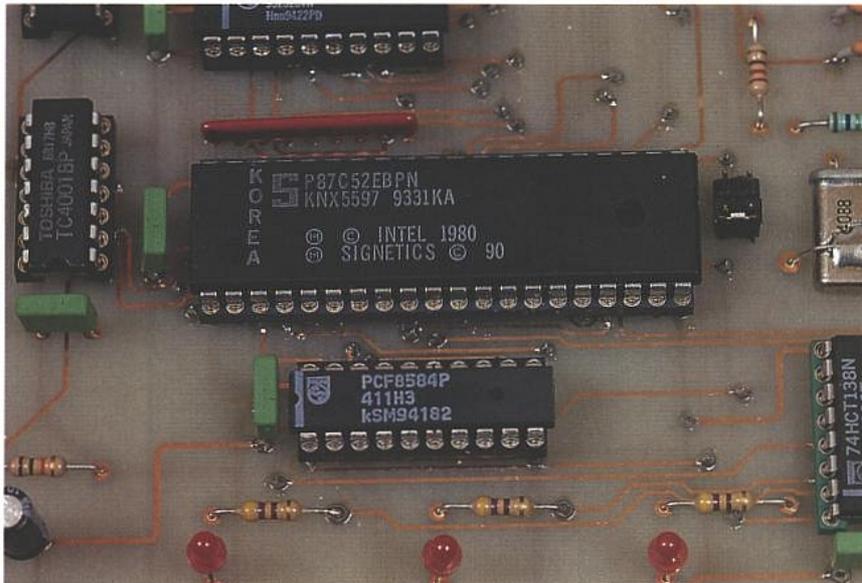
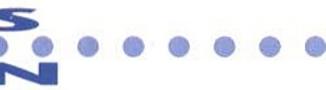
malement le 8052AH BASIC doit être piloté par un oscillateur externe sur son entrée XTAL1. Mais si vous souhaitez, par la suite, remplacer le 8052AH BASIC par un 87C52 avec un moniteur de votre cru (pourquoi pas un interpréteur BASIC), il faut relier l'oscillateur externe sur la broche XTAL2. Le cas a donc été prévu dès le départ.

L'adaptation de niveau des signaux issus du port série intégré dans le microcontrôleur sera confiée à un circuit bien connu : le MAX232 (IC6). Les condensateurs associés à IC6 permettent aux convertisseurs internes du circuit de fonctionner (convertisseur DC-DC).

Vous noterez que seuls les signaux RX et TX sont traités par IC6. Le 8052 AH BASIC ne sait pas gérer des lignes de contrôle de flux hardware. En conséquence il est inutile d'ajouter d'autres lignes que TX et RX. Cela a tout de même une implication importante sur les communications par le port série. En mode commande il faudra veiller à ce que le terminal connecté à la centrale n'envoie pas des caractères trop rapidement. Sinon l'interpréteur du BASIC n'aura pas le temps de traiter correctement les lignes qui lui sont envoyées. Pour permettre des échanges sans problèmes entre le port série d'un PC et la centrale I2C, nous vous proposerons un programme de communication adapté. Nous en parlerons plus loin.

La figure 2 dévoile le schéma de connexion de la RAM (IC12), la ROM d'extension (IC10) et l'EPROM de l'utilisateur (IC11). Comme vous pouvez le constater le schéma est relativement simple. Il suffit de connecter les boîtiers aux bus de données et d'adresses, et de choisir les bons signaux de validation.

La RAM IC12 est sélectionnée par sa broche CS pour les adresses 0 à 1FFFh.



■ Le microcontrôleur et le PCD 8584.

Les signaux RD et WR contrôlent directement les opérations demandées à la RAM. La ROM IC10 est sélectionnée par sa broche CS pour les adresses 2000h à 3FFFh. Le signal PSEN contrôle directement les opérations demandées à la ROM. Enfin l'EPROM IC11 est sélectionnée par sa broche CS pour les adresses 8000h à 9FFFh. Le signal RDP contrôle les opérations de lecture demandées à l'EPROM.

Les portes IC13B et IC13A permettent de programmer directement l'EPROM utilisateur à partir du langage BASIC. Notez que deux différents algorithmes différents sont disponibles pour programmer une EPROM à partir du BASIC. L'algorithme rapide suppose que la tension VCC appliquée sur la broche 28 de l'EPROM passe à 6V. Pour simplifier le montage la tension VCC de l'EPROM reste à 5VDC, ce qui est acceptable la plupart du temps. L'auteur n'a d'ailleurs jamais réussi à mettre en évidence un problème à cause de cette simplification.

La figure 3 dévoile le contrôleur de bus I2C (IC8) et la logique de sélection de réseau associée. Le circuit IC8 est connecté directement au bus du microcontrôleur. Le signal de sélection du circuit IC8 est issu du circuit IC3 (voir figure 1). Le décodage sommaire ainsi réalisé rend visible le circuit IC8 des adresses E000h à FFFFh. Ceci n'est pas gênant du tout.

Les bits de sélection du canal (SELI2C0 et SELI2C1) sont issus des bits 0 et 1 du port P1 du microcontrôleur. Pour éviter un changement de sélection partiel (suite à une manipulation malencontreuse du port P1 par programme), nous avons préféré ajouter le circuit IC9 pour n'autoriser qu'un seul réseau à la fois.

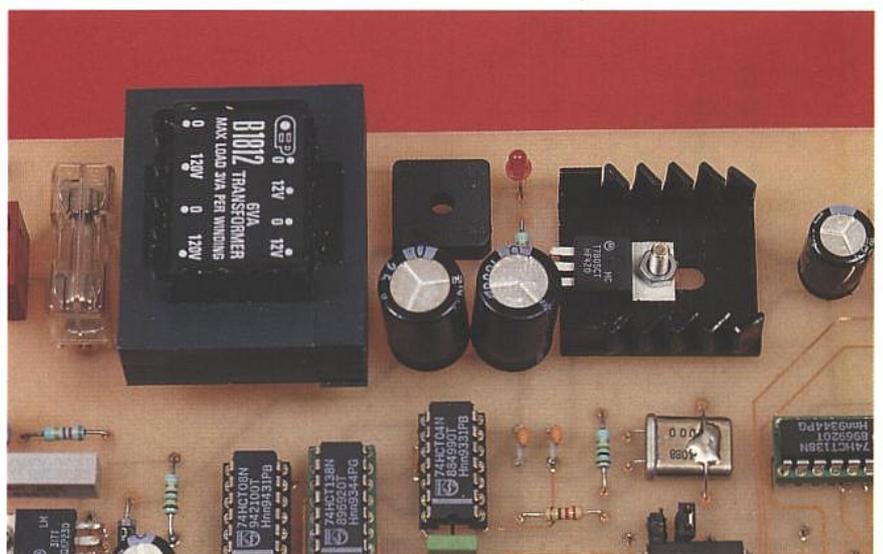
Les lignes SDA et SCL seront soit partagées sur le réseau compatible Domesticus via CN3, soit sur un réseau fixe via CN2. Vous pourrez choisir la connectique qui vous convient, selon les réalisations qui vous ont déjà été proposées dans ces pages.

Vous noterez que les lignes SDA et SCL sont ramenées à VCC grâce à RR2. Pour permettre au circuit IC8 d'être correctement initialisé, il est important

que les lignes SDA et SCL soient au niveau haut. Il fallait donc veiller à ce que SDA et SCL soient amenées à VCC, même quand aucun canal n'est sélectionné (SDA et SCL au niveau haut à la fois du côté de IC8 et du côté des réseaux disponibles sur CN3). Dans le cas où aucun réseau n'est sélectionné les lignes SDA et SCL sont «tirées» à VCC par des résistances de 10kΩ. Tandis que lorsqu'un réseau est sélectionné, les résistances de tirages sont mises en parallèles pour former une résistance équivalente de 5kΩ. Ceci n'a, a priori, pas beaucoup d'importance. Pourtant il faut en tenir compte pour respecter les temps de montés des lignes SDA et SCL, selon la capacité répartie du bus I2C connecté. La valeur indiquée pour RR2 ne permet de connecter que quelques circuits sur le bus I2C, sur une très courte distance. Selon la configuration de vos équipements il faudra ajuster la valeur de RR2 (voir ERP N°562 page 87). Dans ce cas il est important de tenir compte de la mise en parallèle des résistances.

Enfin, la figure 4 reproduit le schéma de la partie alimentation de la centrale. Il s'agit d'un classique du genre, aussi nous ne nous attarderons pas beaucoup sur cette partie du montage. Si-

■ L'alimentation.



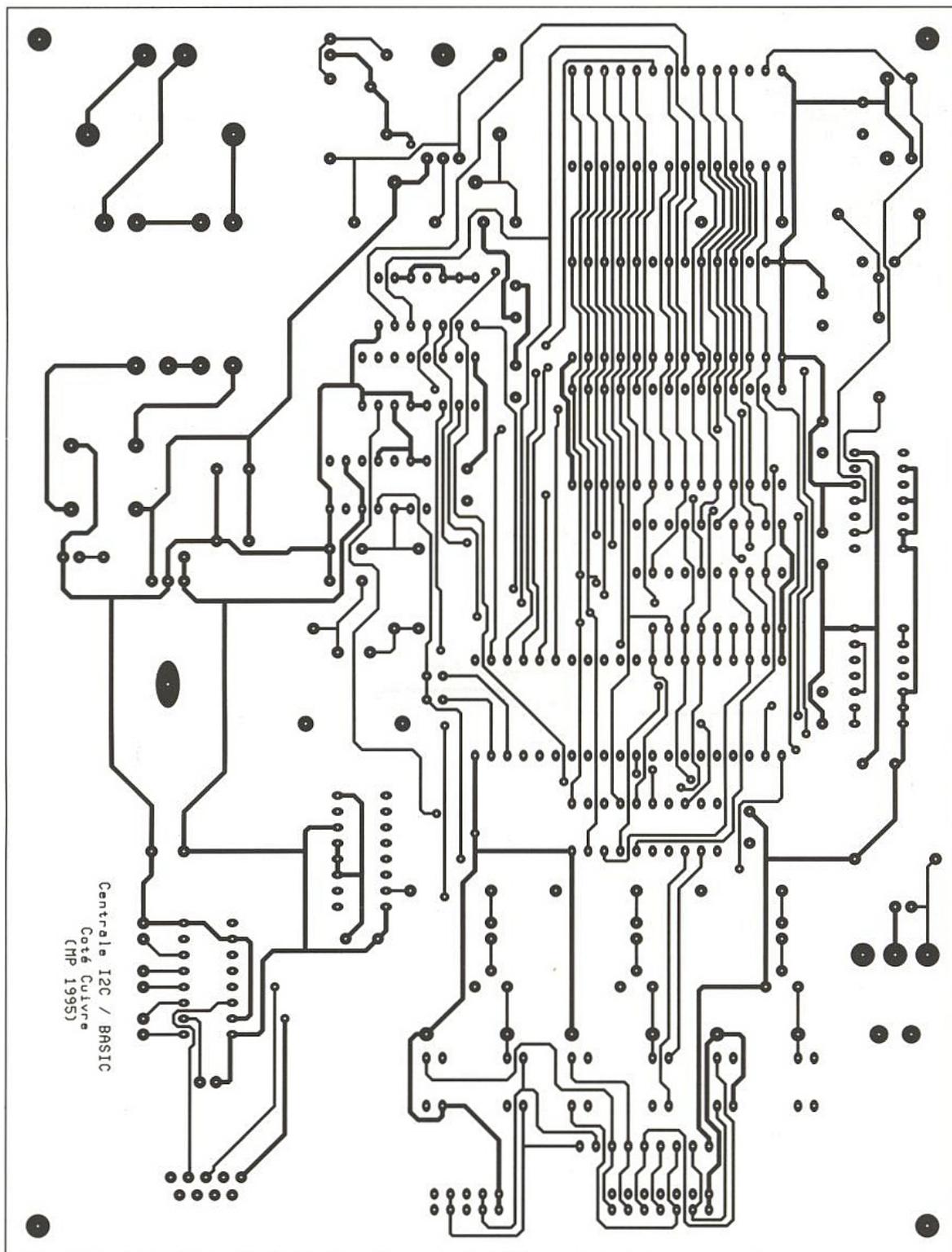
gnalons simplement que la tension VPP est prévue pour délivrer 12,5V. Vous ne pourrez programmer que des EPROM de type CMOS (27C64) avec notre centrale.

Pour obtenir la tension VPP il est nécessaire de disposer d'une tension bien supérieure en amont du régulateur REG2. Ceci explique pourquoi les enroulements de sortie de TR1 sont montés en série. En conséquence directe de cet arrangement, le régulateur REG1 va dissiper une énergie plus importante. C'est pourquoi il est indispensable de monter REG1 sur un dissipateur thermique.

RÉALISATION

La centrale I2C se présente sous forme d'une carte unique au format 150mm par 200mm. Les dessins du circuit sont reproduits des figures 5 à 7. Bien que le circuit imprimé à reproduire soit en double face vous pourrez vous passer des trous métallisés avec un peu de dextérité, à condition de percer les pastilles avec des forets de très bonne qualité. Pour réaliser les traversées il vous faudra souder de part et d'autre du circuit un petit bout de fil. Commencez par souder les traversées puis certaines d'entre elles sont disposées en dessous des circuits intégrés. Tous les circuits intégrés seront montés sur des supports de type «tulipe» pour vous permettre de souder les pattes du côté composant, là où cela est nécessaire. Vous noterez que les condensateurs de découplage doivent être soudés sur les deux faces du circuit. Donc, lors de l'implantation, prévoyez de les monter un peu plus haut sur pattes, pour pouvoir accéder au côté composant avec votre fer à souder.

Le régulateur REG1 sera impérativement monté sur un dissipateur thermique (17°C/W ou mieux) faute de quoi vous aurez une très désagréable surprise, après quelques minutes de fonctionnement. Procurez-vous les composants avant de réaliser le circuit imprimé, au cas où il vous faudrait adapter un peu l'implantation. Cette remarque concerne essentiellement le transformateur.



■ Figure 5 : côté cuivre.

Soyez vigilant au sens des composants et respectez bien la nomenclature. En particulier veillez bien à choisir un connecteur femelle pour CN1. Car, si un modèle mâle s'implante parfaitement, les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe verticale. Dans ce cas il n'y a aucune chance pour que la centrale dialogue avec votre PC, à moins de fabriquer un câble spécial pour rétablir l'ordre voulu. Enfin ajoutons qu'il est préférable d'immobiliser le connecteur CN1 par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet. Cette précaution ne sera pas inutile puisque le connecteur CN1 a de forte chance de subir de nombreuses manipulations.

PROGRAMMATION DE LA CENTRALE I2C

La programmation en langage BASIC de notre centrale est grandement facilitée par la présence de la ROM d'extension. Tous les aspects contraignants de la gestion du bus I2C sont pris en compte par la ROM d'extension, de sorte qu'il ne vous reste plus qu'à programmer la partie utile pour votre application. Pour ne pas bloquer complètement la centrale I2C en cas de problème sur le bus I2C, nous avons choisi de vous laisser le soin de gérer une variable d'erreur. Si vous voulez gérer les cas bloquants, vous devrez examiner le contenu de la variable d'er-

reur après chaque transaction demandée sur le bus I2C. Selon le résultat vous programmerez la réponse appropriée en fonction de votre application. Si vous ne tenez pas à gérer les cas d'erreurs, la programmation de la centrale sera alors réduite à sa plus simple expression. Cela ne posera aucun problème si le bus I2C est toujours disponible (Centrale I2C seule maître du bus I2C). Le contenu de la ROM d'extension (au format Hexa Intel) est reproduit en **figure 8**. Vous pourrez vous procurer le fichier Hexa et le fichier binaire correspondant sur le serveur Minitel (3615 ERP). Vous trouverez aussi le programme VT12C qui vous permettra de télécharger facilement des programmes dans votre centrale. Le programme



VTI2C vous sera très utile pendant la phase de mise au point. Nous parlerons un peu de ce programme plus loin.

Voyons quelles sont les fonctionnalités que vous apporte la ROM d'extension. A l'initialisation du microcontrôleur, le programme de la ROM d'extension remplace la phase d'initialisation habituelle du 8052AH BASIC. Le programme se charge entre autres d'initialiser certaines variables, et il réserve l'espace RAM nécessaire à la gestion du bus I2C. Le détail de l'espace RAM réservé est indiqué en figure 9.

La ROM d'extension met à jour automatiquement la variable MTOP (avec

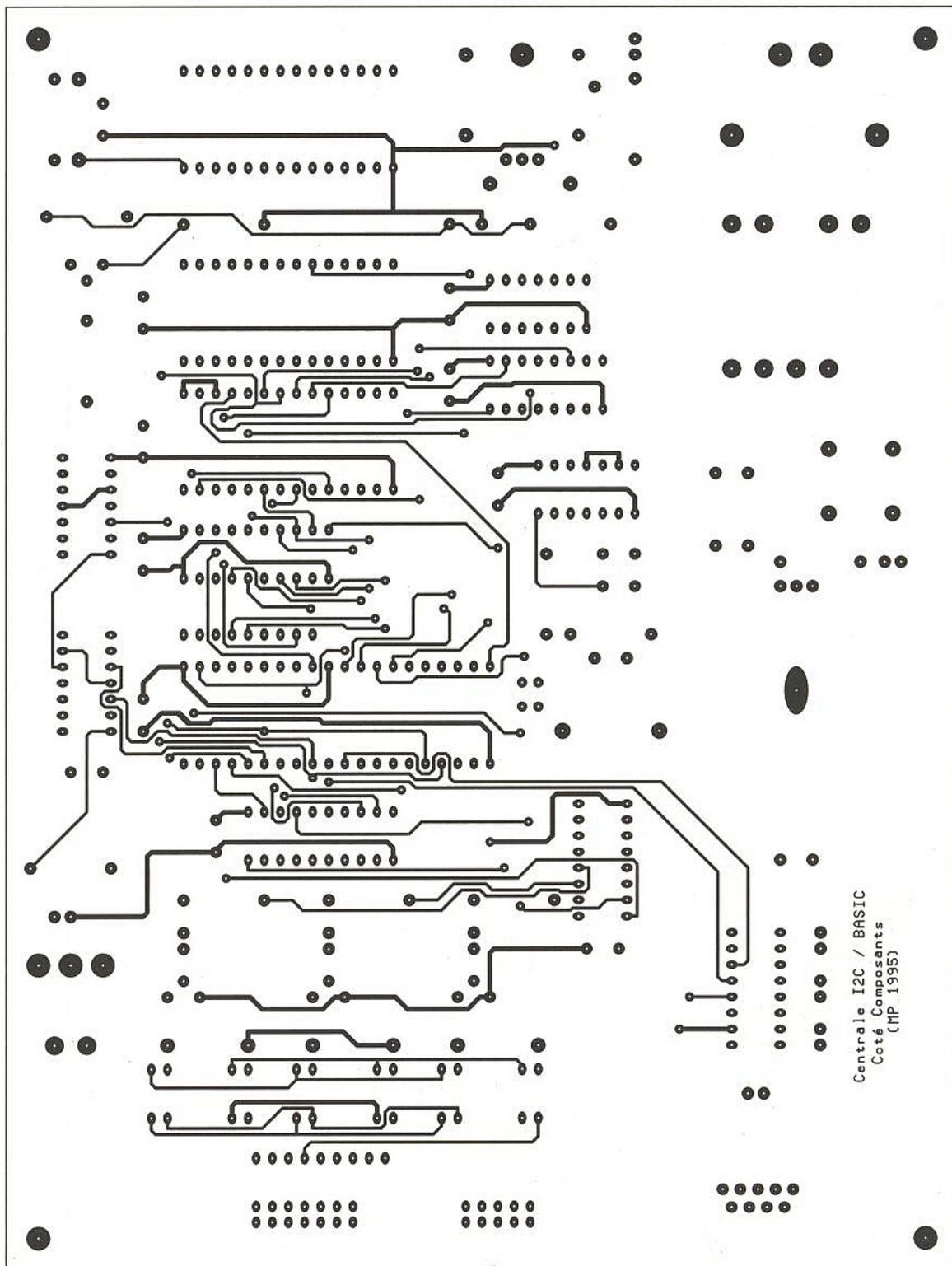
valeur 1DFBh). Vous n'avez donc pas à vous occuper de réserver l'espace RAM nécessaire.

Le programme de la ROM d'extension fige les paramètres de communication du port série à 9600 bauds (8bits, 1 stop, pas de parité). Si vous utilisez les options de démarrage du microcontrôleur PROG1 et PROG3 à PROG6 elles seront ignorées. Notre routine d'initialisation ne reconnaît que l'option PROG2, avec une différence importante : la vitesse de communication enregistrée dans l'EPROM est ignorée. Les paramètres de communications restent figés à 9600 bauds. Si vous souhaitez bâtir une application qui utilise un périphérique connecté au port

série de la centrale I2C, vous pourrez modifier explicitement la vitesse de communication grâce à l'instruction BAUD du BASIC. L'option PROG2 se contente donc d'indiquer à la centrale I2C de démarrer automatiquement le programme N°1 de l'EPROM utilisateur, à l'initialisation du microcontrôleur (mise sous tension ou appui sur BP1).

● Les nouvelles instructions du BASIC

Les nouvelles instructions ajoutées au BASIC par notre ROM d'extension sont les suivantes : INITI2C, SELECTI2C,



■ Figure 6 : côté composants.

BUSI2C, ADDTXI2C, NBWI2C, NBRI2C, CIBLEI2C, RAZBUFI2C. Certaines instructions réclament un argument. Malheureusement l'auteur n'a pas trouvé le moyen de retourner une valeur exploitable par le BASIC, en fin de fonction (comme c'est par exemple le cas de la fonction GET). La solution retenue consiste donc à mettre à jour la zone mémoire réservée. Vous devez la consulter grâce à l'instruction XBY, si vous souhaitez gérer les erreurs.

Les arguments passés aux nouvelles fonctions sont contrôlés. Si la valeur n'est pas correcte (par exemple >255) le programme est interrompu, et un message d'erreur est affiché. C'est im-

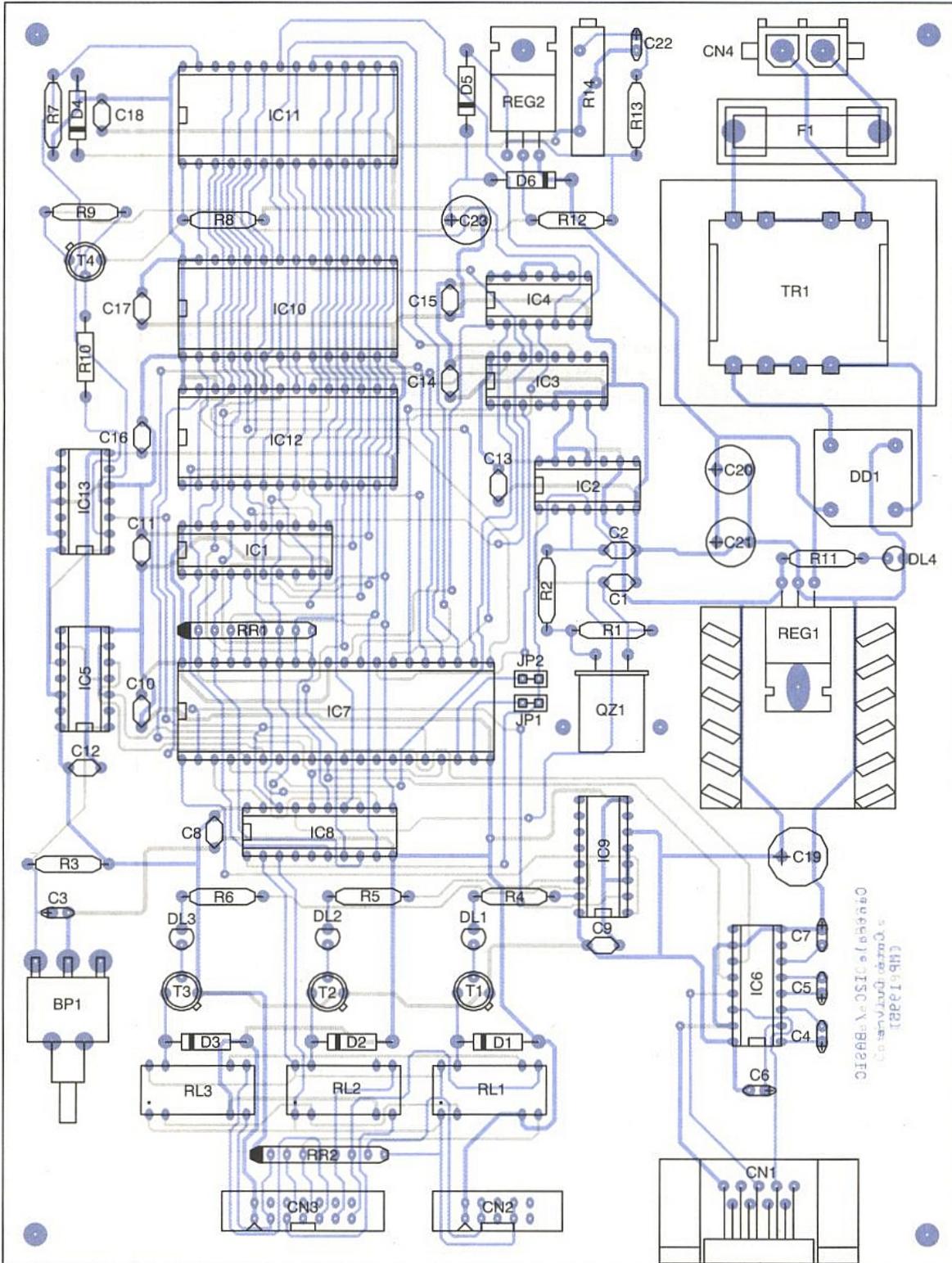
portant à savoir, car il n'est pas possible d'intercepter en BASIC ces conditions d'erreurs. Le programme est donc interrompu systématiquement.

INITI2C xx

Cette fonction initialise le contrôleur de bus I2C pour fonctionner à la vitesse nominale (Clock à 90kHz). Le paramètre de la fonction xx est l'adresse I2C attribuée au contrôleur de bus, donc l'adresse attribuée à la centrale. Ce paramètre peut prendre les valeurs 2 à 255. Le bit 0 du paramètre (bit Read/write) est automatiquement masqué par la ROM d'extension. La ROM d'extension de la centrale n'est

pas prévue pour permettre des échanges Maître-Maître. Si un autre dispositif interroge la centrale, cette dernière ne répondra jamais (pas d'acknowledge sur l'adresse).

Vous noterez que les adresses 0 et 1 sont interdites pour ce paramètre. Il s'agit de l'adresse «General Call Adress». L'adresse 0 est utilisée habituellement pour demander un accès à tous les circuits connectés sur le bus I2C. Le protocole associé à cette adresse est fondamentalement différent de ce que nous utilisons habituellement. Aussi nous n'avons pas implémenté cette fonctionnalité dans notre centrale.



■ Figure 7 : implantation, ne pas oublier les traversées.

1ere ligne	→ nom du port (COM1 à COM4)
2eme ligne	→ Vitesse de communication (19200, 9600, 4800, 2400
3eme ligne	→ Nombre de bits (8,7,6 ou 5)
4eme ligne	→ Nombre de stop bit (1 ou 2)
5eme ligne	→ parité utilisée (NONE, ODD ou EVEN)
6eme ligne	→ IRQ associé au port de communication (STANDARD, 4 ou 3)

■ Figure 12 : structure du fichier VT12C.CFG.

ESC [0]	ESC [1]	ESC [2]	ESC [0K	ESC [1K
ESC [2K	ESC [K	ESC [xxA	ESC [xxB	ESC [xxC
ESC [xxD	ESC [xx;xxH	ESC [xx;xx;xxm	ESC7	ESC8
ESC Z				

■ Figure 13 : les séquences Escape reconnues par VT12C.

mission. La variable interne Nbwrite contient alors la valeur 0.

NBWI2C xx

Cette instruction modifie le nombre de données valides dans le buffer de transmission, ainsi que le pointeur associé. Le contenu du buffer reste inchangé, à moins que vous n'utilisiez l'instruction ADDTXI2C. Cette instruction est utile pour tronquer et modifier un message précédemment enregistré dans le buffer de transmission.

NBRI2C xx

Cette instruction modifie la variable interne Nbread qui informe la centrale du nombre de lecture qui seront demandées à l'adresse cible, immédiatement à la suite des opérations d'écriture (si il y en a). Le résultat de la lecture sera placé dans le buffer de réception (voir figure 9). Vous pourrez récupérer les octets de la lecture grâce à l'instruction XBY (à défaut d'avoir trouvé un moyen de récupérer une valeur de retour en BASIC).

BUSI2C

Cette instruction réalise une transaction sur le bus I2C. Les variables adresse cible, nombre d'octets à écrire (Nbwrite) et le nombre d'octets à lire (Nbread) sont utilisées par la fonction BUSI2C pour déterminer les actions à réaliser. Les buffers de transmission et de réception seront utilisés selon le contenu des variables internes Nbwrite et Nbread. Notez que la transaction demandée sur le bus I2C se décompose comme l'indique la figure 10. La figure 11 indique les codes d'erreurs possibles suite à une transaction I2C (voir aussi figure 9).

RAZBUFI2C

Cette instruction place les variables internes Nbread et Nbwrite à 0 (voir figure 9). Le contenu des buffers associés restent cependant inchangé, tant que vous n'utilisez pas les instructions BUSI2C et ADDTXI2C.

LE PROGRAMME VT12C

Pour dialoguer facilement avec votre centrale I2C à partir d'un port série sur un PC vous pourrez vous procurer sur le serveur Minitel le programme

VT12C. Pour déterminer les paramètres de communication du port série à utiliser le programme VT12C recherche les informations nécessaires dans un fichier de configuration qui s'appelle «VT12C.CFG». Pour que le programme puisse traiter le fichier de configuration il faut que ce dernier se trouve dans le répertoire courant, ou bien qu'il soit accessible dans un répertoire indiqué par la commande AP-PEND. La structure du fichier de configuration est indiquée en figure 12. Si

aucun fichier de configuration n'est présent, le programme VT12C utilise les paramètres par défaut : COM1, 9600 bauds, 8 bits, 1 stop, pas de parité. Pour communiquer avec la centrale il n'est donc pas nécessaire d'avoir recours à un fichier de configuration. C'est néanmoins utile à savoir, si vous souhaitez reprendre la main sur la centrale I2C tandis qu'une instruction BAUD a été exécutée.

Le programme VT12C reconnaît les «séquences escape» les plus utiles. Elles sont regroupées dans la figure 13.

L'intérêt principal du programme VT12C réside dans la possibilité de charger ou de sauvegarder des programmes BASIC dans un fichier sur votre ordinateur (en plus de la possibilité d'utiliser une EPROM). Il est de loin plus facile de modifier un programme stocké dans un fichier grâce à un éditeur de texte plutôt que d'utiliser l'éditeur du BASIC. L'éditeur du 8052AH BASIC vous oblige à retaper toute une ligne si vous souhaitez y apporter une modification. Pour des modifications multiples l'utilisation d'un fichier est donc plus souple. De surcroît certaines touches de fonctions permettent de lancer les commandes les plus usuelles. Les touches utiles sont rappelées dans une ligne de «statut» en bas de l'écran.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 1MΩ
R2,R11 : 220Ω
R3 : 15kΩ
R4,R5,R6 : 470Ω
R7,R14 : 1kΩ
R8,R9 : 10kΩ
R10 : 4,7kΩ
R12 : 150Ω
R13 : 820Ω

Condensateurs :

C1,C2 : 47pF
C3,C4,C5,C6,C7 : 10μF/25V sorties radiales
C8,C9,C10,C11,C12,C13 : 100nF
C14,C15,C16,C17,C18 : 100nF
C19,C23 : 470μF/25V sorties radiales
C20,C21 : 1000μF/25V sorties radiales
C22 : 100μF/25V sorties radiales

Semi-conducteurs :

D1,D2,D3,D4,D5,D6 : 1N4001
DD1 : Pont de diode BR32
DL1,DL2,DL3,DL4 : Diodes LED 3mm
REG1 : LM7805 + dissipateur thermique 17°C/W
REG2 : LM317
T1,T2,T3,T4 : 2N2905

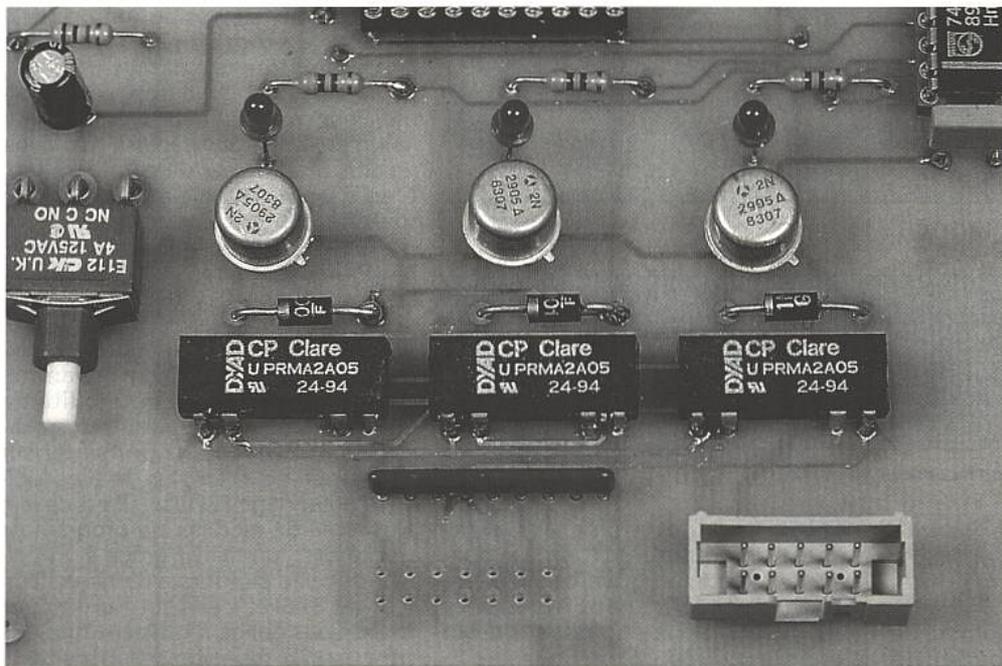
Circuits intégrés :

IC1 : 74HCT373
IC2 : 74HCT04

IC3,IC9 : 74HCT138
IC4 : 74HCT08
IC5 : CD 4001
IC6 : MAX232
IC7 : Microcontrôleur 8052 AH BASIC
IC8 : PCD8584
IC10, IC11 : 27C64-300
IC12 : 6264-200
IC13 : 7407

Divers :

BP1 : Bouton poussoir unipolaire, coudé, à souder sur circuit imprimé.
CN1 : Connecteur sub-D, 9 points, femelle, à monter coudé sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 113 7601)
CN2 : Connecteur série HE10, 10 contacts, droit, à souder sur CI (par exemple référence 3M 2510-6002).
CN3 : Connecteur série HE10, 14 contacts, droit, à souder sur CI
CN4 : Embase AMP350786-1
F1 : Fusible 0,25A dim 5x20mm + support à souder sur circuit imprimé
JP1,JP2 : JUMPER pas 2,54mm
QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U
RL1,RL2,RL3 : relais CLARE PRMA2A05
RR1,RR2 : Réseau résistif 8x10KΩ, en boîtier SIL
TR1 : Transformateur 220V/2x12V, 6VA, à souder sur CI, par exemple OEP référence B1812



■ Sélection des bus I2C.

La touche F1 permet d'enregistrer le contenu du programme BASIC dans un fichier. Le programme qui sera enregistré est le programme courant. Il faudra donc vous placer sur le programme voulu avant de lancer la commande par la touche F1 (voir les instructions RAM et ROM du BASIC pour plus de détail sur le programme courant). La touche F2 permet de charger un programme BASIC vers le microcontrôleur. Pour que le programme

soit pris en compte par le microcontrôleur il faut que le mode RAM soit actif. En cours de chargement l'écran affiche les lignes du programme BASIC. Vous constaterez qu'il s'écoule un temps non négligeable après l'envoi de chaque ligne du programme. Ceci est nécessaire pour que le microcontrôleur ait le temps d'analyser la ligne, pour la ranger en mémoire. Ce mode de fonctionnement est imposé par le BASIC. N'espérez pas aller plus vite en récri-

vant vous-même un bout de programme pour charger un fichier vers le microcontrôleur. Si vous accélérez le processus vous verrez que le microcontrôleur ne prend pas tous les caractères en compte, avec pour conséquence immédiate une quantité importante de messages d'erreurs. Le temps imposé par le programme «VTI2C», qui s'écoule entre chaque ligne envoyée, a été optimisé.

La touche F3 envoie la commande LIST à votre place tandis que la touche F4 envoie la commande RUN. La touche F5 permet d'interrompre l'exécution du programme en envoyant la séquence CTRL-C à votre place tandis que la touche F6 permet d'envoyer la commande CONT. La séquence CTRL-C peut être désactivée par le programme en BASIC. L'appui sur la touche F5 ne garanti donc pas que le programme va bien s'interrompre. Vous voici en possession d'un outil parfaitement autonome (et d'un coût raisonnable) qui, n'en doutons pas, donnera un nouveau souffle à vos applications bâties autour du bus I2C.

Pascal MORIN

ACDI STAGES!

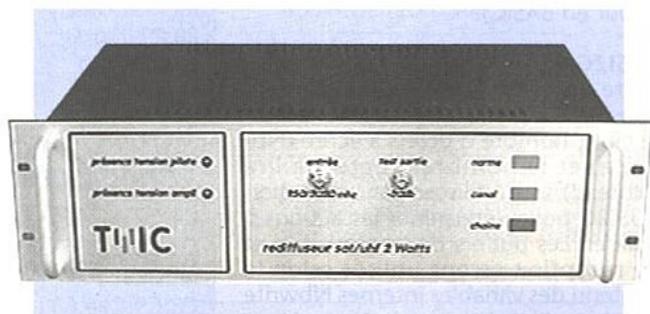
ACDI
9, Parc de la Calarde
95500 GONESSE
Tel: (16) 39 85 76 00 fax: (16) 34 63 87 77

DEMANDEZ NOTRE DOCUMENTATION GRATUITE

	DEP TV2	DEP TV1	MAG
Du 2 au 6 Janvier 1995	DEP TV2		
Du 9 au 13 Janvier 1995	Etude des téléviseurs N&B		
Du 16 au 20 Janvier 1995	Dépannage intensif des téléviseurs N&B		
Du 23 au 27 Janvier 1995	Etude des téléviseurs couleurs		
Du 6 au 10 Février 1995	Dépannage intensif des TVC		
Du 13 au 17 Février 1995	Mise à niveau en électronique		
Du 20 au 24 Février 1995	Electronique des téléviseurs		
Du 27 Février au 3 Mars 1995	Etude des téléviseurs N&B		
Du 6 au 10 Mars 1995	Dépannage intensif des téléviseurs N&B		
Du 13 au 17 Mars 1995	Etude des téléviseurs couleurs		
Du 17 au 21 Avril 1995	Dépannage intensif des TVC		
Du 24 au 28 Avril 1995	Electronique des magnétoscopes		
Du 2 au 5 Mai 1995	Dépannage intensif des magnétoscopes		
		DEP AUDIOVISUEL	

FORMATION PAR CASSETTES VIDEO : Nous consulter.

EMETTEUR DE TÉLÉVISION



La société TVIC propose une nouvelle gamme d'émetteurs et de réémetteurs de télévision économiques, conformes aux normes du CCIR.

Dans cette gamme sont disponibles des appareils de 2 à 200 Watts, dans les normes B-G-I-L. Les réémetteurs sont disponibles avec la réception du signal d'entrée soit, par satellite, soit par la réception d'un autre émetteur terrestre, ou par modulation audio et vidéo directe pour les émetteurs.

Les fréquences de réception et d'émission sont pilotées par synthétiseur.

Possibilité de transmettre le son en stéréophonie (sauf norme L).

La société TVIC propose également des récepteurs/modulateurs tête de réseau câblé professionnel, ainsi que des études et fabrications spéciales en haute fréquence.

TVIC Télévision
informatique
communication

B.P. 2 - 1, rue Daniel Reynaud - 04110 Reillanne
Tél. : 92.76.47.43 - Fax : 92.76.49.61

LES ANTENNES

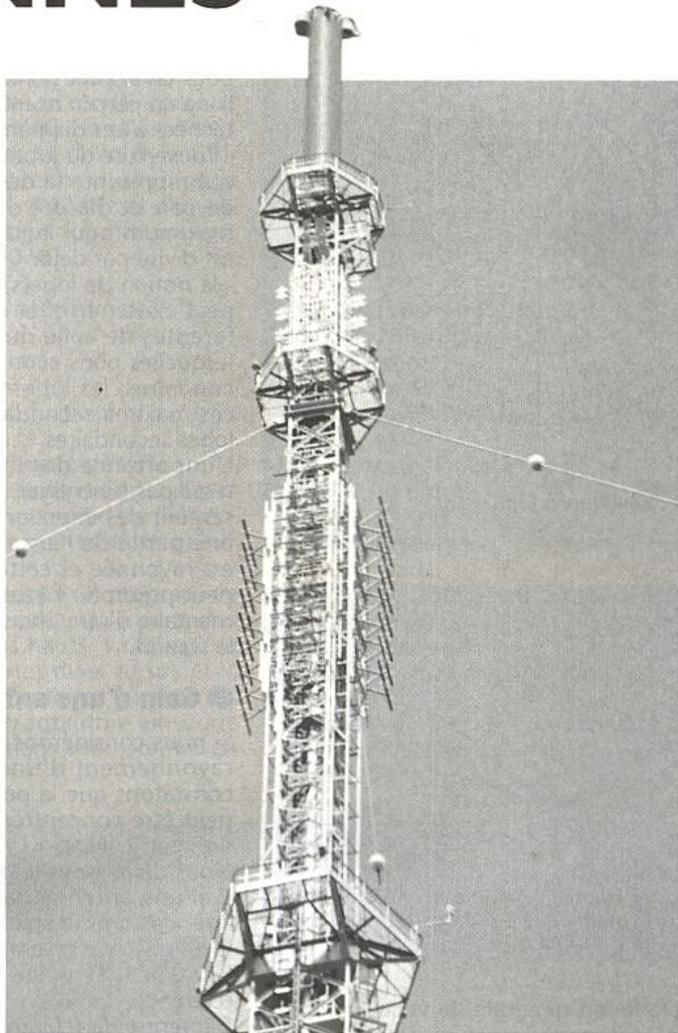
«Tant vaut l'antenne, tant vaut la station».

En effet, quel intérêt avons-nous à disposer de puissance à l'émission si nous ne savons pas transformer correctement celle-ci en rayonnement électromagnétique par suite d'une mauvaise adaptation ou d'un rendement médiocre de l'antenne ?

De surcroît, il est plus facile de gagner 3 dB au niveau du choix d'une antenne que de multiplier la puissance d'un émetteur par deux.

L'efficacité d'un émetteur est donc en

grande partie déterminée par le choix et la qualité de réalisation de l'aérien associé. C'est pourquoi nous allons traiter dans cet article des performances d'une antenne par la connaissance de son fonctionnement.



CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE

Les caractéristiques que nous pouvons considérer comme les plus significatives sont les suivantes :

● Résistance de rayonnement et impédance

La résistance de rayonnement, notée R_r , dépend du type d'antenne et donc des nombreux paramètres attachés à sa conception. Il s'agit d'une caractéristique très importante en tant qu'«élément efficace» de l'antenne qui traduit la puissance effectivement rayonnée. En effet, si I est le courant d'alimentation de l'aérien, la puissance rayonnée s'écrit :

$$P_{\text{rayonnée}} = R_r \cdot I^2$$

La valeur de la résistance de rayonnement peut atteindre plusieurs centaines d'ohms comme elle peut-être réduite à quelques dixièmes d'ohms suivant l'aérien.

Dans l'esprit de traiter d'antennes simples dans cet article, nous allons donner plus loin les éléments nécessaires à la détermination de la résistance de rayonnement et plus généralement de l'impédance dans les cas élémentaires du «monopôle» et du «dipôle».

Lorsque les dipôles ont une longueur supérieure à $\lambda/4$, les relations qui donnent les valeurs R_r et Z_i deviennent très complexes et sortent du cadre de cet article.

● Rendement

Le rendement est une caractéristique également très importante qui traduit l'aptitude de l'antenne à rayonner une puissance donnée en fonction de la puissance appliquée à cette antenne. Le rendement d'une antenne s'exprime par une relation simple :

$$\eta\% = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$

R_p représente l'ensemble de toutes les pertes au niveau du dispositif.

Ces pertes peuvent être :

- les pertes ohmiques dans les conducteurs de l'antenne,
- les pertes dans le plan de sol (pertes liées à la qualité de ce plan de sol, au sens très général).

Si nous considérons la relation précédente exprimant le rendement, nous constatons qu'il sera d'autant plus difficile d'atteindre un bon rendement que la résistance de rayonnement sera faible, car dans ce cas les pertes devront être faibles également.

Si nous revenons à l'expression de l'impédance de l'antenne, en faisant intervenir les pertes, celle-ci s'écrit alors :

$$Z_i = R_r + R_p + jX$$

● Polarisation

La polarisation d'une antenne correspond par définition à la direction du vecteur champ électrique \vec{E} de l'onde électromagnétique développée par cette antenne.

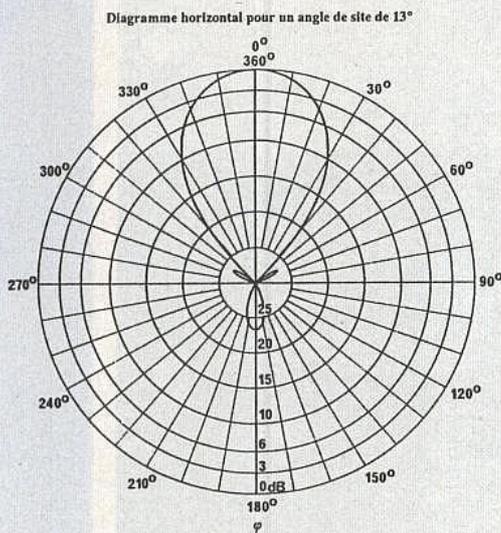


Figure 1 : ouverture à -3dB = 55°.

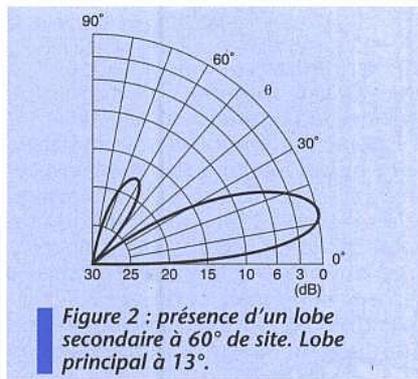


Figure 2 : présence d'un lobe secondaire à 60° de site. Lobe principal à 13°.

De façon générale, le vecteur champ électrique \vec{E} est parallèle au(x) conducteur(s) constituant cette antenne. Ainsi une antenne constituée d'un conducteur vertical sera en polarisation verticale et une antenne constituée d'un conducteur horizontal sera en polarisation horizontale.

La notion de conducteur doit être prise au sens large, un conducteur vertical peut être en fait un pylone de grande dimension comme un simple fouet de quelques mètres de longueur.

Comme nous venons de le voir, il existe deux modes principaux de polarisation, toutefois, et pour des aériens à la structure et au mode d'alimentation plus ou moins complexes, il est possible d'exciter des modes de polarisation différents comme la polarisation circulaire ou la polarisation elliptique par exemple (polarisation circulaire droite ou circulaire gauche).

Mais tout mode de polarisation peut toujours se ramener à la combinaison d'une polarisation verticale et d'une polarisation horizontale.

● Diagramme de rayonnement

Dans le but de connaître quelles sont les zones de l'espace pour lesquelles notre antenne rayonne une puissance ou un champ donné, nous sommes amenés à tracer ce que l'on appelle un diagramme de rayonnement. Ce dernier est le tracé dans le plan de la puissance du champ rayonné par l'antenne dans différentes directions angulaires

du plan. Deux plans de tracé du diagramme de rayonnement présentent un intérêt :

- le diagramme dans un plan horizontal pour un site donné (figure 1)
- le diagramme dans un plan vertical pour un azimut donné (figure 2).

Il y a un certain nombre de notions attachées à ces diagrammes :

- l'ouverture du lobe principal à - 3 dB qui représente la déviation angulaire de part et d'autre de la direction du maximum pour laquelle ce maximum est divisé par deux,
- la notion de lobe(s) secondaire(s) : il peut exister en effet des directions différentes de celle du maximum pour lesquelles nous avons des maxima secondaires, les lobes correspondant à ces maxima secondaires sont appelés lobes secondaires.

L'importance des lobes secondaires n'est pas à négliger car ceux-ci représentent des directions dans lesquelles une partie de l'énergie de l'émetteur est rayonnée et cette énergie perdue peut présenter l'inconvénient supplémentaire d'être une source parasite de la station.

● Gain d'une antenne

Si nous considérons le diagramme de rayonnement d'une antenne, nous constatons que la puissance rayonnée peut être concentrée dans une direction particulière.

Nous définissons le gain en puissance G d'une antenne dans une direction donnée comme étant le rapport : $G = \text{Puissance rayonnée par l'antenne} / \text{Puissance rayonnée par l'antenne de référence}$.

L'antenne de référence qui apparaît la plus normale est une antenne qui rayonnerait également dans toutes les directions de l'espace toute la puissance qui lui est appliquée.

Une telle antenne, dite antenne isotrope, est donc une source ponctuelle dans un espace isotrope, elle est utilisée comme référence mais reste hypothétique et n'a pas d'existence physique.

La notion de gain qui s'exprime par un rapport s'accorde donc très bien à une notation en décibel.

Si l'on prend pour référence l'antenne

isotrope, le gain d'une antenne s'écrira en dBi (dB iso). Toutefois, et suivant le type d'antenne, la référence est souvent différente, cette dernière référence s'exprimant elle-même par rapport à l'antenne isotrope, ainsi :

- pour une antenne à polarisation horizontale, nous nous référons au dipôle horizontal demi-onde dont le gain est égal à 2,16 dBi. Pour ce type d'antenne le gain s'écrira en dBd (dB dipôle).
- pour une antenne à polarisation verticale nous nous référons au monopole court dont le gain est égal à 4,77 dBi. Le monopole court est une antenne verticale située au ras d'un sol parfaitement conducteur, dont la longueur est très courte devant la longueur d'onde ($\lambda/20$ à $\lambda/10$). Pour ce type d'antenne le gain s'écrira en dBm (dB monopole).

La figure 3 donne le tableau des gains des différentes antennes classiques dans la direction où ce gain est maximum.

DIFFERENTS TYPES D'ANTENNE SIMPLES

Après avoir passé en revue les caractéristiques essentielles d'une antenne, nous allons nous intéresser à l'expression de ces caractéristiques dans le cas d'antennes particulières simples les plus courantes.

Nous laisserons de côté les antennes plus spécifiques à plusieurs éléments et nous ne parlerons pas des antennes utilisées en hyperfréquences (antennes pour faisceaux hertziens, radar, de satellites) car nous considérons ce domaine comme étant hors du propos plus général de notre article.

ANTENNES À POLARISATION VERTICALE

Nous ne nous intéressons qu'à l'antenne à un seul brin (ou conducteur) et, bien que ce ne soit pas toujours le cas, nous allons considérer ici des antennes placées au ras du sol ou possédant un «contre-poids» simulant la présence

Antenne	Gain isotrope	Gain isotrope en dB	Gain doublet $\lambda/2$ en dB	Gain ant. Vert. courte en dB
Antenne isotrope	1	0		
Doublet élémentaire dans l'espace	1,5	1,76	- 0,39	
Antenne verticale courte au sol	3	4,77		0
Doublet demi-onde dans l'espace	1,64	2,16	0	
Doublet onde-entière dans l'espace	2,41	3,82	1,67	
Antenne quart d'onde verticale au sol	3,28	5,16		0,39
Antenne demi-onde verticale au sol	4,82	6,83		2,06

Figure 3 : gains relatifs à l'antenne isotrope de différentes antennes.

du sol (cas où l'antenne verticale est placée en hauteur).

Cette antenne peut aller du simple fouet monté sur véhicule ou sur émetteur-récepteur porté à dos d'homme jusqu'au pylône de plusieurs centaines de mètres haubanné ou autoportant. Si nous trouvons des antennes de hauteur voisine du quart d'onde, de la demi-onde ou des 5/8 d'onde, nous avons également affaire à des antennes de longueur quelconque (en particulier les antennes raccourcies pour des raisons d'encombrement). Nous allons passer en revue les caractéristiques de ce type d'antenne.

● Résistance de rayonnement et impédance

Le graphe de la figure 4 donne la résistance de rayonnement d'une antenne verticale dont la longueur l varie entre λ/8 et λ/4 soit un angle électrique :

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l$$

en degrés compris entre 45 et 90°. Nous constatons que, pour θ = 90° soit un monopole correspondant à l'antenne quart d'onde bien connue, la résistance de rayonnement a pour valeur 36 ohms.

Dans le cas où nous avons un monopole dont la longueur l est très inférieure à la longueur d'onde λ (l < λ/10), nous pouvons déterminer la résistance du rayonnement en utilisant la relation simple suivante :

$$R_r = 80 \pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

La connaissance de l'impédance de l'antenne suppose celle de la partie réactive.

Le conducteur formant le monopole peut être considéré comme une ligne de transmission dont l'extrémité est en circuit ouvert, dans ce cas :

$$X = -Z_c \cotg \theta$$

avec

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l$$

or, pour un tel conducteur, l'impédance caractéristique s'écrit :

$$Z_c = 60 \left[\ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1 \right]$$

avec a rayon du conducteur formant l'antenne.

Revenons à l'antenne quart d'onde, son impédance s'écrit :

$$Z_i = R_r + jX$$

si l = λ/4, X = 0 et
Z_i = 36 ohms.

L'impédance est donc réelle, nous sommes à la résonance lorsque l'antenne est un quart d'onde.

● Rendement

Si il est une notion qui revêt toute son importance dans le cas des antennes à

polarisation verticale telles que nous les décrivons ici, c'est bien celle du rendement.

En effet, en polarisation verticale, il y a excitation du sol et la conductivité de ce dernier joue alors un grand rôle dans la détermination des pertes.

Prenons, pour nous en rendre compte, le cas de deux qualités de sol et déterminons les pertes et donc le rendement pour une antenne quart d'onde fonctionnant à f = 14 MHz et alimentée par un émetteur fournissant une puissance de 1000 W.

1^{er} sol :

- sol de conductivité médiocre
σ = 3 mS/m
pas de réseau de terre

2^e sol :

- sol de bonne conductivité
σ = 40 mS/m
et présence d'un réseau de terre constitué de 120 brins radiants placés tous les 3° à partir du pied de l'antenne et longs d'un quart de longueur d'onde.

Nous avons développé un programme de calcul, écrit en basic, qui à partir des éléments vus plus hauts, va fournir la résistance des pertes dues au sol, et le rendement pour l'antenne considérée. Le listing de ce programme ainsi que quelques explications sont donnés en fin de cet article.

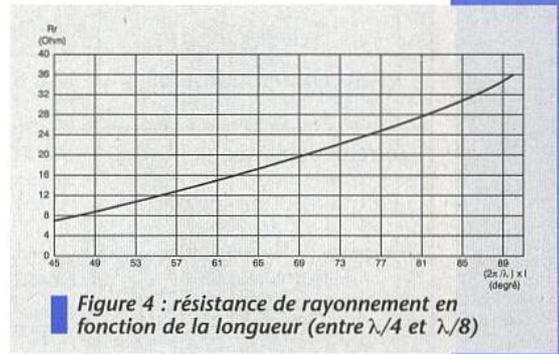


Figure 4 : résistance de rayonnement en fonction de la longueur (entre λ/4 et λ/8)

Les résultats sont les suivants :

- bonne qualité du plan de sol
R_p = 5,49 ohms
η = 86,77%
Puissance rayonnée
P = 867,7 watts
- plan de sol de qualité médiocre
R_p = 100,98 ohms
η = 26,28%
Puissance rayonnée
P = 262,8 watts.

Ces exemples soulignent la grande importance du sol dans le cas de la polarisation verticale.

Les listings résultats sont données en figures 5a et 5 b.

Un tableau donnant la conductivité de différentes qualités de sol est donné en figure 6.

```
PARAMETRES :
-----
Fréquence en MHz F= 14
Hauteur de l'Antenne H= 5
Résistance de Rayonnement Rr= 36
Conductivité du Sol Sigma= .04

Constitution du Plan de Sol:

Diamètre du Fil D= .003
Nombre de Fils N= 120
Longueur des Fils L= 5

Voulez-vous Modifier un Paramètre ? (O/N)
? n
RESULTATS
-----

Profondeur de Pénétration dans le Sol: Delta= .6721621 metre
Résistance de Pertes: RP= 5.490169 Ohm
Rendement de l'Antenne : n= 86.76754 %

Appuyez sur une touche pour continuer
```

Figure 5-a.

```
PARAMETRES :
-----
Fréquence en MHz F= 14
Hauteur de l'Antenne H= 5
Résistance de Rayonnement Rr= 36
Conductivité du Sol Sigma= .003

Constitution du Plan de Sol:

Diamètre du Fil D= .003
Nombre de Fils N= 120
Longueur des Fils L= .1

Voulez-vous Modifier un Paramètre ? (O/N)
? n
RESULTATS
-----

Profondeur de Pénétration dans le Sol: Delta= 2.454389 metre
Résistance de Pertes: RP= 100.9784 Ohm
Rendement de l'Antenne : n= 26.28152 %

Appuyez sur une touche pour continuer
```

Figure 5-b : H, D, L en m
σ : conductivité en S/m (Siemens par mètre).

Type de sol	ϵ_r limite	ϵ_r moyen	σ limite	σ moyen
Villes-régions industrielles	2 à 5	4	10^{-4} à 10^{-3}	$5 \cdot 10^{-4}$
Terrains sablonneux et secs	5 à 10	8		$2 \cdot 10^{-3}$
Pâturages, terrains boisés sols argileux	10 à 15	13	$2 \cdot 10^{-3}$ à $2 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-3}$
Terrains humides (marécages, terrains riches)	15 à 20	16	10^{-2} à $2 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}
Eau douce		80	10^{-3} à $2 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}
Eau de mer		80		4,6

Figure 6 : conductivité du sol en fonction du terrain.

Gain

Nous avons vu que dans le cas d'une antenne à polarisation verticale, le gain s'exprimait par rapport au monopole court qui lui-même présentait un gain de 4,77 dBi.

Dans ce cas, le gain des antennes particulières suivantes, s'écrit :

- quart d'onde
 $G = 0,39$ dBm
- demi-onde
 $G = 2,06$ dBm
- 5/8 d'onde
 $G = 3,4$ dBm.

A noter, comme nous l'avons vu sur le diagramme de rayonnement vertical que le gain maximal d'une antenne verticale est obtenu lorsque celle-ci a une hauteur égale à 5/8 de longueur d'onde (voir figure 8).

Diagramme de rendement

L'antenne verticale est par construction omnidirectionnelle dans le plan horizontal.

Nous nous intéresserons donc à son diagramme dans le plan vertical pour un azimut quelconque.

La figure 7 donne le diagramme de rayonnement dans le plan vertical pour les différentes antennes suivantes :

- antenne dont $l \ll \lambda/4$
- antenne quart d'onde
- antenne demi-onde
- antenne 5/8 d'onde.

Nous y constatons que le gain maximal est obtenu pour l'antenne verticale dont la hauteur égale 5/8 de longueur d'onde.

ANTENNES A POLARISATION HORIZONTALE

Nous ne nous intéressons qu'à l'antenne à un seul élément. Cette antenne peut être une antenne filaire fixée entre deux poteaux à l'aide d'isolateur (HF) ou un doublet rigide comme utilisé en VHF, UHF.

Ce type d'antenne est aussi appelé dipôle, il est en général alimenté en son milieu.

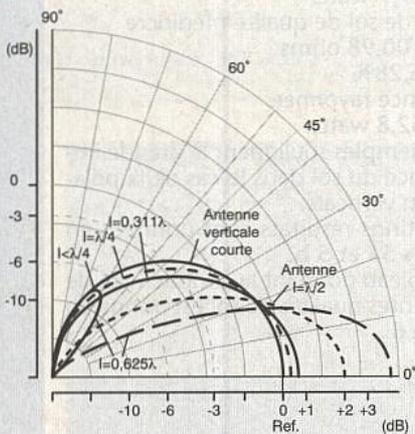


Figure 7 : diagramme de rayonnement dans le plan vertical selon la longueur du brin rayonnant.

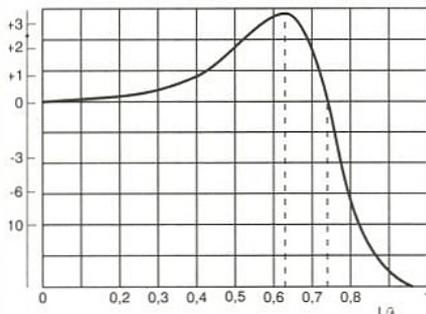


Figure 8 : gain : f (l/lambda).

θ	R(θ)	X(θ)	θ	R(θ)	X(θ)
0	0	0	0.9	18.16	15.01
0.1	0.1506	1.010	1.0	23.07	17.59
0.2	0.7980	2.302	1.1	28.83	20.54
0.3	1.821	3.818	1.2	35.60	23.93
0.4	3.264	5.584	1.3	43.55	27.88
0.5	5.171	7.141	1.4	52.92	32.20
0.6	7.563	8.829	1.5	64.01	38.00
0.7	10.48	10.68	$\pi/2$	73.12	42.46
0.8	13.99	12.73			

Figure 9b : tableau correspondant à la figure 9a

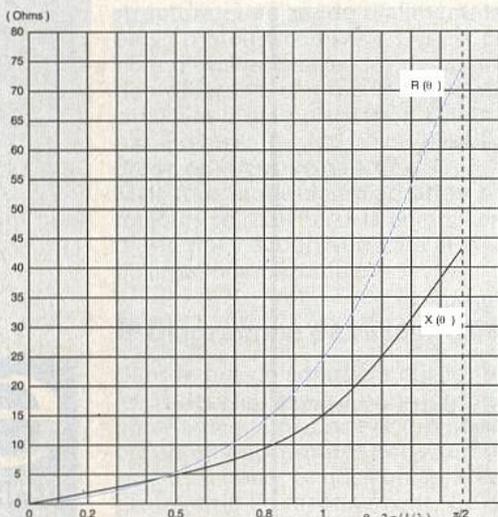


Figure 9a : relation entre R(θ) et X(θ) pour $\theta = 2 \pi / l \cdot \lambda$ et pour $l \approx \lambda/4$.

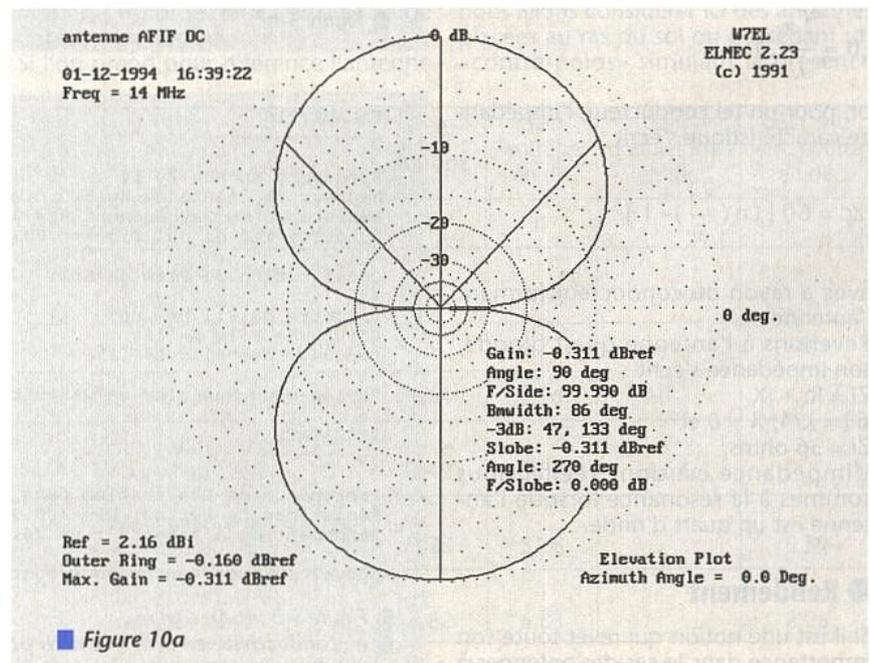
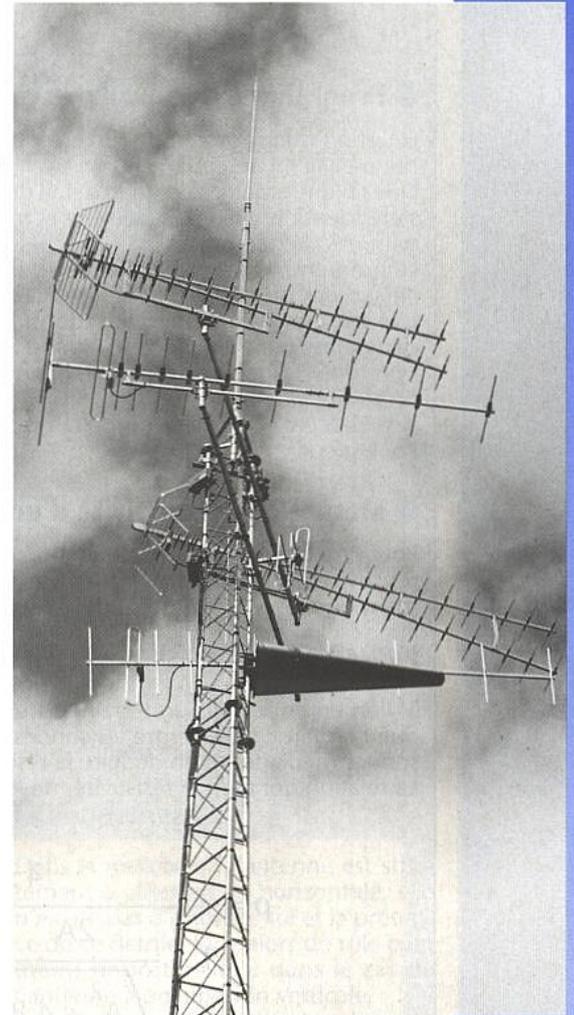
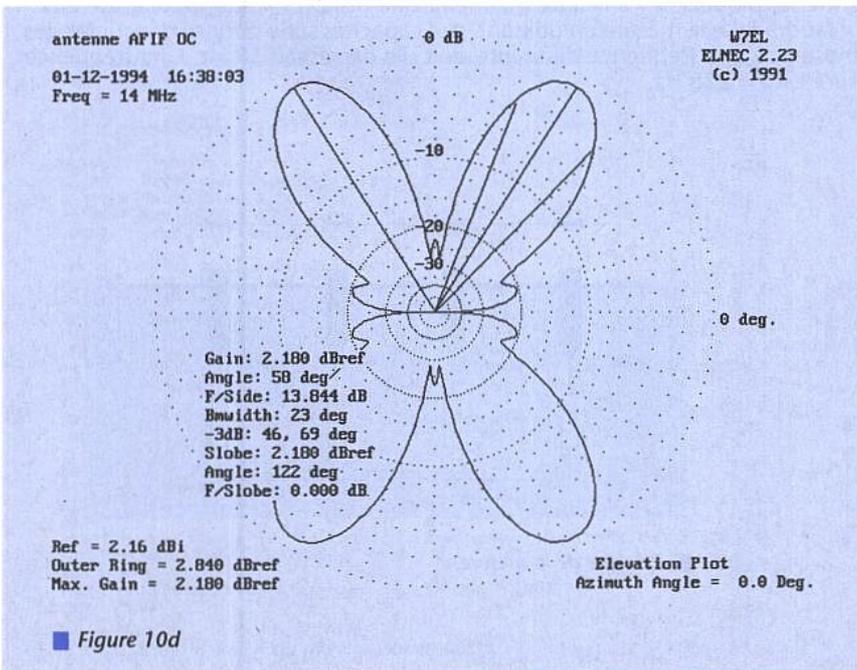
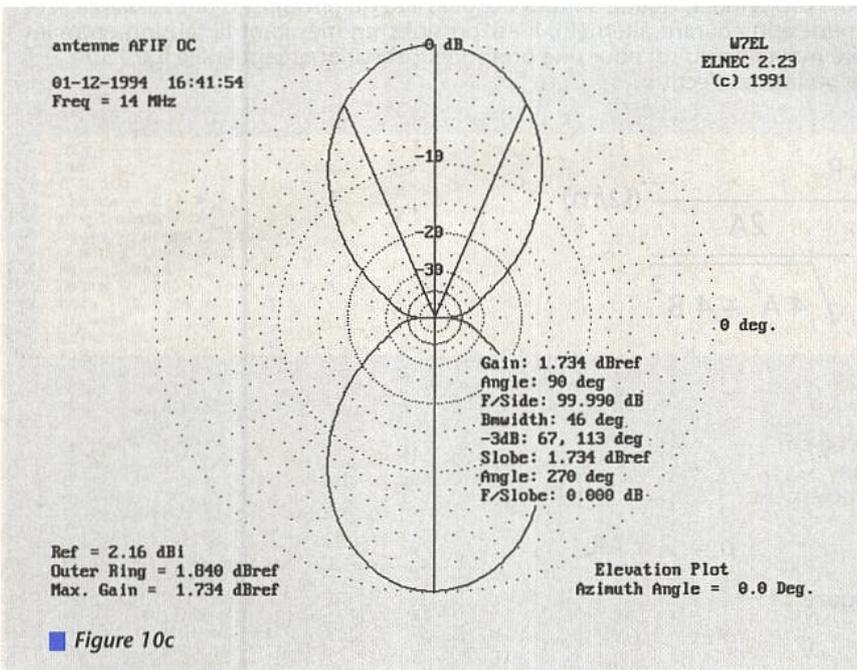
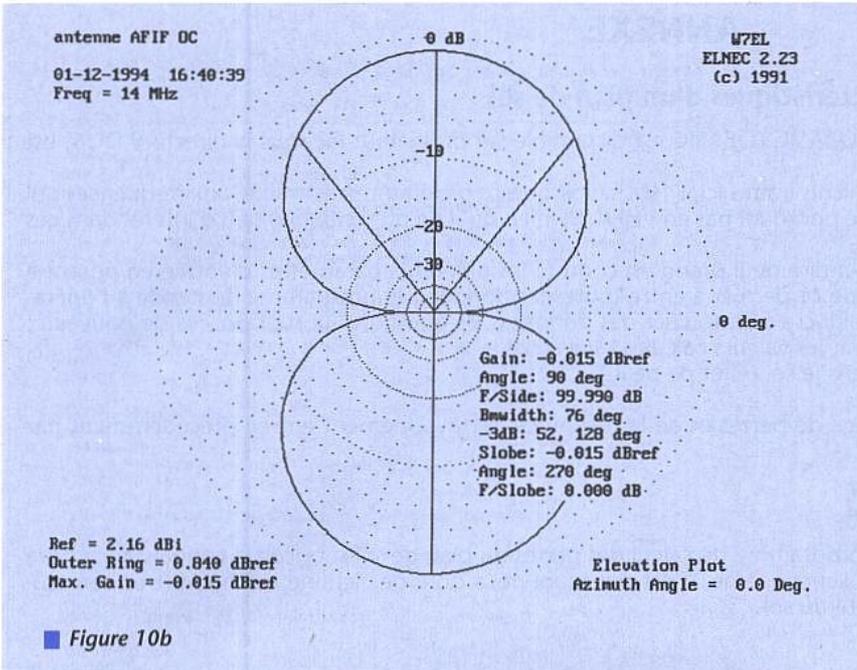


Figure 10a



Résistance de rayonnement et impédance

Nous écrivons une relation simplifiée qui donne l'impédance d'un dipôle cylindrique de rayon a et de demi-longueur l et tel que $l/a > 15$:

$$Z_i = R_r(\theta) - j \left[120 \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cotg \theta - X(\theta) \right]$$

Cette relation n'est valable que si l n'est pas trop supérieure à $\lambda/4$.

Les valeurs de $R_r(\theta)$ et $X(\theta)$ peuvent être obtenues de différentes manières :

- par le calcul (développement) :
 $R_r(\theta) = -0,4787 + 7,3246 \theta + 0,3963 \theta^2 + 15,6131 \theta^3$
 $X(\theta) = -0,4456 + 17,0082 \theta + 8,6793 \theta^2 + 9,6031 \theta^3$

- A l'aide du tableau de la figure 9.
- A l'aide des courbes de la figure 10.

Un cas remarquable est le dipôle demi-onde pour lequel $2l = \lambda/2$, son impédance s'écrit :

$$Z_i = 73,12 + j 42,46$$

Nous constatons que, si ce dipôle a une longueur strictement égale à $l/2$ nous avons une partie imaginaire non nulle et nous ne sommes donc pas à la résonance.

En fait, il existe une valeur de l/a et de $2l < \lambda/2$ telle que :

$$120 \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cotg \theta = X(\theta)$$

et pour laquelle $Z_i = 73,12$ ohms.

ANNEXE

● Programme de calcul des caractéristiques d'un plan de sol

Le listing du programme source écrit en QBASIC (QBASIC est disponible sur ordinateur PC sous la directory DOS) est donné à la fin de cet article.

Nous n'entrerons pas dans le détail des calculs traités ici, il faut savoir que ce programme est valide aux fréquences qui s'étendent de 100 kHz à 30 MHz et même pourquoi pas en VHF/UHF bien qu'il ne présente que peu d'intérêt dans ces gammes de fréquences.

Le programme est conversationnel, c'est-à-dire qu'il prend en compte les différents paramètres d'entrée en posant à l'écran des questions à l'opérateur. Lorsque ce dernier a entré toutes les données, le programme demande à l'opérateur s'il veut faire des modifications. Si celui-ci veut modifier des données, les questions lui sont posées de nouveau ; dans le cas contraire, le programme fournit les valeurs calculées suivantes :

- profondeur de pénétration de l'onde dans le sol (effet de peau)
- résistance de pertes du plan de sol,
- rendement, compte tenu de la résistance de pertes et de la résistance de rayonnement entrée précédemment par l'opérateur.

● Mesure de la résistivité d'un sol

Pour être utile au lecteur, l'utilisation du programme de calcul des pertes du plan de sol suppose la connaissance de la résistivité (ou conductivité σ en S/m) du sol concerné. C'est pourquoi nous donnons ici une méthode (très couramment employée) de mesure de la résistivité du sol.

PRINCIPE DE LA MESURE

Si l'on enfonce dans un terrain, à très faible profondeur, quatre sondes alignées et équidistantes d'une distance A et que l'on fait circuler entre les sondes extrêmes un courant alternatif, il est possible, en mesurant la tension entre les sondes médianes, d'en déduire la résistivité moyenne du sol pour une profondeur théoriquement égale à 0,75 A. La relation donnant la résistivité moyenne du terrain s'écrit :

$$\rho = \frac{4 \pi A R}{1 + \frac{2A}{\sqrt{A^2 + 4B^2}} - \frac{2A}{\sqrt{4A^2 + 4B^2}}} \quad (\Omega/m)$$

avec :

A distance entre les piquets en cm

B profondeur d'enfoncement des piquets en cm

R résistance entre les deux piquets médians

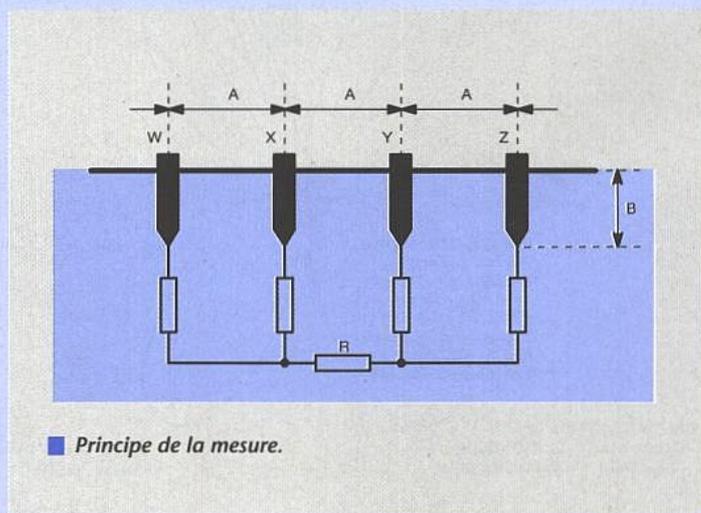
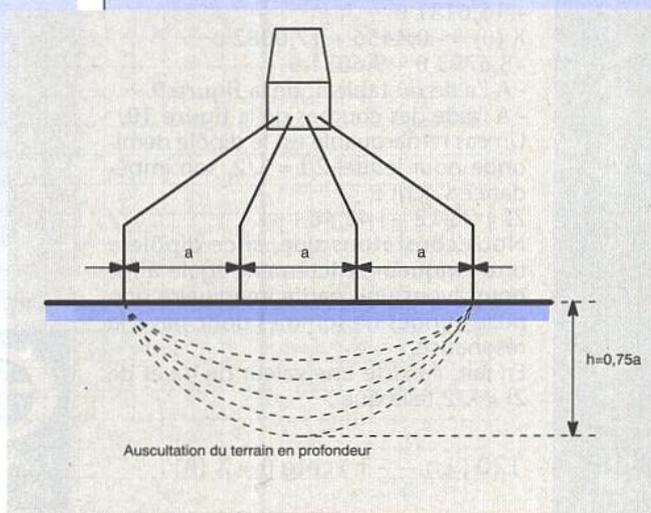
De plus si $B \ll A$ nous pourrions écrire simplement :

$$\rho = 2 \pi A R$$

Le montage de mesure est présenté en figure 11.

AVERTISSEMENT

Pour éviter un phénomène de couplage entre les piquets, il y a lieu de maintenir une distance A suffisante entre eux. Pour s'affranchir des courants telluriques, il faudra faire la mesure en utilisant des capacités série pour se découpler des tensions continues et également faire la mesure, à une fréquence différente de celle du réseau 50 Hz. Une fréquence couramment utilisée pour ce type de mesure est $f = 225$ Hz.



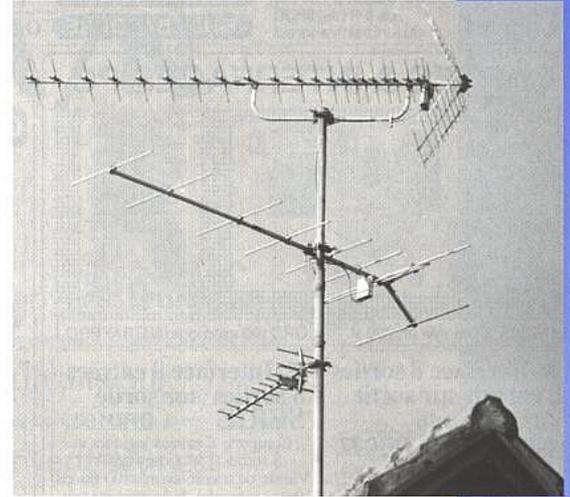
```

DEBUT: CLS
REM
REM  CALCUL des CARACTERISTIQUES d'un PLAN de SOL dans le CAS
REM
REM      d'une ANTENNE VERTICALE (OL,OM,OC)
REM
REM -----
REM  Le programme demande :
REM      -La fréquence de travail
REM      -La hauteur de l'antenne
REM      -Sa résistance de rayonnement
REM      -La conductivité du sol
REM      -Les caractéristiques du réseau de sol (diametre du fil,
REM longueur du fil,nombre de fils )
REM
REM  Le programme fournit :
REM      -la profondeur de pénétration des ondes dans le sol
REM      -la résistance de pertes du plan de sol
REM      -le rendement de l'aérien compte-tenu de ces pertes
REM
PRINT
PRINT
PRINT "Programme de Calcul des Pertes du Plan de Sol"
PRINT "-----"
PRINT " Entrez la Fréquence en MHz"; ""
PRINT
INPUT F
PRINT " Entrez la Hauteur de l'Antenne en mètre"
PRINT
INPUT H
PRINT " Entrez la Résistance de rayonnement en Ohm"
PRINT
INPUT Rr
PRINT " Entrez la Conductivité du Sol en mS/m"
PRINT
INPUT Sigma
PRINT " Entrez le Diamètre en mm du Fil du Plan de Sol"
PRINT
INPUT D
PRINT " Entrez le Nombre de fils "
PRINT
INPUT n
PRINT " Entrez la Longueur des Fils en mètre"
PRINT
INPUT L
REM
REM Ecriture des Données
REM -----
REM
C = 300
Lambda = C / F
B = Lambda / 2
Sigma = Sigma / 1000
D = D / 1000
PI = 3.1416
Delta = .503 / (SQR(Sigma * F))
Beta = 2 * PI * F / 300
Z1 = 0
Z2 = 0
A1 = .1
A2 = .9
FOR I = 1 TO 2
IF I = 1 THEN A = A1

IF I = 2 THEN A = A2
Z1 = .1
ETIQ1: Z2 = 2 * Delta * SQR(A / SQR(1 - A ^ 2)) / (LOG(Z1 / D) - 1 / 2))
ER = ABS((Z2 - Z1)) / Z1
IF ER < .0000001 THEN GOTO ETIQ2
Z1 = Z2
GOTO ETIQ1
ETIQ2: IF I = 1 THEN M1 = n * Z2 / 2 / PI
IF I = 2 THEN M2 = n * Z2 / 2 / PI
NEXT I
RS = 1.987 * SQR(F / Sigma) / 2 / PI
IF M2 > L THEN M2 = L
IF M2 < L THEN M2 = SQR(M2 * L)
M0 = SQR(M1 * M2)
IF M0 > L THEN M0 = L
B = M0 + B * EXP(-M0 / B)
RP = 1.987 * SQR(F / Sigma) / 2 / PI * LOG(B / M0)
CLS
REM
REM Ecriture des Résultats et Rappel des Données
REM -----
REM
PRINT
PRINT " PARAMETRES : "
PRINT "-----"
PRINT
PRINT " Fréquence en MHz F="; F
PRINT " Hauteur de l'Antenne H="; H
PRINT " Résistance de Rayonnement Rr="; Rr
PRINT " Conductivité du Sol Sigma="; Sigma
PRINT
PRINT " Constitution du Plan de Sol:"
PRINT
PRINT " Diamètre du Fil D="; D
PRINT " Nombre de Fils N="; n
PRINT " Longueur des Fils L="; L
REM
REM Possibilité de Modifier les Données ( En cas d'erreur )
REM
PRINT
PRINT " Voulez-vous Modifier un Paramètre ? (O/N)"
INPUT REPI$
IF REPI$ = "O" GOTO DEBUT
IF REPI$ = "N" GOTO DEBUT
PRINT " RESULTATS"
PRINT "-----"
PRINT
PRINT " Profondeur de Pénétration dans le Sol: Delta="; Delta; "metre"
PRINT " Résistance de Pertes: RP="; RP; "Ohm"
Eta = Rr / (Rr + RP)
PRINT " Rendement de l'Antenne : n="; Eta * 100; "%"
END

```

Le logiciel de calcul du plan de sol en Basic.



Le dipôle dit demi-onde est donc à la résonance pour une longueur inférieure à $\lambda/2$.

Si la longueur du dipôle est $\ll \lambda$ en conservant $l \gg a$, nous pouvons utiliser la relation :

$$Z_i = 20 (\theta)^2 - j 120 (\theta)^{-1} \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right)$$

Rendement

Dans la mesure où l'antenne est strictement à polarisation horizontale, elle n'excite pas d'onde de sol et la présence de ce dernier joue alors un rôle bien moins important que dans le cas de l'antenne à polarisation verticale.

Toutefois, en ondes courtes, lorsque l'antenne est placée à faible hauteur par rapport au sol et que le rayonnement vertical devient proche du zénith, il faut la présence d'un bon plan de sol si l'on veut éviter des pertes prohibitives dans ce dernier.

Diagramme de rayonnement

Si le doublet est en polarisation horizontale, il ne présente pas de directivité dans le plan vertical à condition d'être placé à plusieurs longueurs d'onde du sol.

Différents diagrammes horizontaux calculés pour des dipôles en polarisation horizontale et placés en espace libre sont donnés en figures 10a, 10b, 10c, 10d ; ils correspondent aux dipôles suivants :

- 10 a : dipôle $\lambda/4$
- 10 b : dipôle $\lambda/2$
- 10 c : dipôle λ
- 10 d : dipôle 2λ .

Gain

Ici le gain s'exprime en référence au dipôle $\lambda/2$ qui lui-même présente un gain de 2,16 dBi (dBiso).

Dans ce cas, le gain des antennes particulières dont nous venons de donner les diagrammes horizontaux sont les suivants :

- quart d'onde : - 0,3 dBd
- demi-onde : 0 dB
- onde entière : + 1,7 dBd
- double onde : + 2,18 dBd.

CONVERSION A/N SUR μC

Les microcontrôleurs faible coût sont souvent dépourvus de convertisseurs

Analogique / Digital. De nombreux fabricants proposent des circuits qui

remplissent efficacement cette fonction. Quand le coût du convertisseur est

élevé pour l'application développée, on cherchera à réaliser la fonction de

conversion sans utiliser de circuits spécialisés.

La technique de conversion proposée ici peut être mise en œuvre notamment pour mesurer des valeurs issues de potentiomètres, de CTN ou CTP (pour la mesure de température), de LDR (mesure d'éclairement), ou tout autre conditionnement de capteur résistif dont la valeur évolue lentement, ce pour un très faible coût.

La technique la plus simple pour mesurer une résistance consiste à mesurer le temps de charge d'une capacité à travers la résistance dont on désire déterminer la valeur. Si la capacité est complètement déchargée, le temps de charge de la capacité pour atteindre la valeur V_{ref} est de $(R1 \text{ connectée à } Valim)$:

$$t_1 = R1.C.\ln(V_{alim}-V_{ref} / V_{alim}).$$

On peut ainsi déduire la valeur de la résistance $R1$ si la tension V_{alim} et V_{ref} ainsi que la capacité C sont connues. Les tolérances sur ces différents paramètres n'étant souvent pas bien contrôlées, cette méthode directe n'est pas facilement utilisable. En revanche, on peut répéter la même opération en chargeant la capacité C ; cette fois à travers une résistance $R2$, on obtiendra :

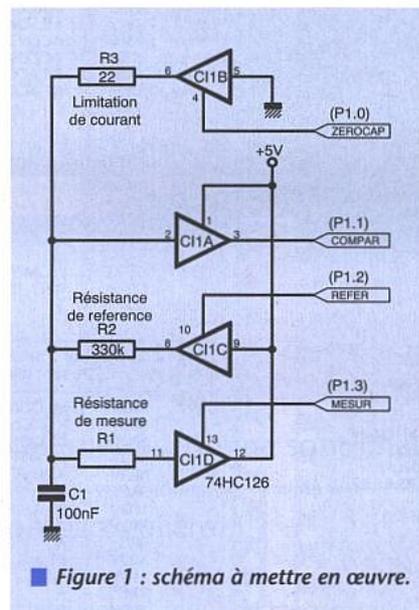
$$t_2 = R2.C.\ln(V_{alim}-V_{ref}/V_{alim}).$$

Puis en effectuant le rapport des deux temps :

$$t_1/t_2 = R1/R2.$$

On obtient ainsi une mesure relative de résistance indépendante des fluctuations des tensions d'alimentation et de référence. On pourra même effectuer ces mesures avec un processeur dont la fréquence de l'oscillateur est déterminée par un oscillateur RC. La même méthode pourra être utilisée pour traiter des capteurs capacitifs.

Le listing 1 concrétise cette méthode en utilisant un processeur de la famille 805X. Avec cette famille de processeurs, il est nécessaire d'ajouter des composants d'interface entre les composants analogiques et le microprocesseur. En effet, la structure des ports d'entrée / sortie est telle que l'on ne peut pas mettre les lignes de ports en haute impédance (contrairement aux microprocesseurs Motorola ou Micro-



■ Figure 1 : schéma à mettre en œuvre.

chip par exemple). Nous avons donc utilisé un 74HC126 qui est un quadriples buffer à commande de haute impédance. Celui-ci assure la remise à zéro de la capacité, la charge de la capacité via une des deux résistances et pour finir détecte la charge de la capacité au-delà d'une tension V_{ref} (approximativement égale à $V_{cc}/2$). Suivant la structure matérielle de l'application réalisée, on pourrait substituer au buffer de mise à zéro un transistor ou un MOS ; de même, à la place des buffers commandant la charge, on aurait pu utiliser des commutateurs analogiques (405X ou 4016), et remplacer le détecteur de charge de la capacité par un comparateur ou un amplificateur opérationnel.

La résolution de la mesure dépend du temps de charge de la capacité à travers la résistance de référence. Avec un microprocesseur cadencé à 12 MHz, la résolution temporelle sur le temps de mesure est de 4 microsecondes. Ainsi avec une résistance de 330 k et une capacité de 100 nF, le temps de mesure sera approximativement de : $330 \text{ k} \times 100 \text{ nF} \times \ln(1/2) = 22 \text{ ms}$.

Ce temps de mesure correspond à une valeur de comptage de :

$$22 \text{ ms} / 4 \mu\text{s} = 5500$$

Cette valeur correspond à la résolution maximum que l'on peut obtenir avec cet ensemble capacité, résistance de référence.

On peut augmenter cette résolution en augmentant la vitesse d'exécution de la boucle de comptage, soit en ayant une vitesse d'horloge plus élevée, soit en réalisant le comptage avec un des timers disponibles.

En fait, la résolution utile est limitée par l'influence de perturbations extérieures et par les erreurs sur le seuil de détection de la tension de référence, ainsi que diverses non-linéarités introduites dans le système (courant de sortie des buffers...). On peut néanmoins tabler sur une répétitivité d'environ 1/1000 soit une résolution correspondant à un A/D 10 bits. Cette résolution est très nettement suffisante pour acquérir la position d'un potentiomètre (5 à 7 bits suffisent amplement) ou pour mesurer la variation de résistance d'une CTN.

Si on souhaite augmenter encore la résolution, on aura recours au filtrage des valeurs mesurées. Ce filtrage permettra aussi de stabiliser une mesure issue de capteurs légèrement fluctuants. La première solution pour filtrer ces mesures est de faire la moyenne des n précédentes mesures. Les microcontrôleurs disposant de peu de mémoire vive, cette solution n'est utilisable qu'avec des valeurs n faibles. Pour obtenir un filtrage efficace tout en utilisant peu de mémoire, on réalisera un filtre passe-bas récursif de premier ordre, qui réalise une fonction appelée parfois moyennage exponentiel. Cette fonction numérique est l'équivalent direct du simple réseau RC que l'on utilise dans le monde analogique. La variable CONDEN joue le rôle du condensateur dans le réseau RC. A chaque itération les opérations suivantes sont effectuées :

$$\text{CONDEN} = \text{CONDEN} - \text{CONDEN} / n + \text{Valeur Mesurée}$$

$$\text{Valeur Filtrée} = \text{CONDEN} / n.$$

Plus n est grand, plus le filtrage est ef-

```
ZEROCAP EQU 90H ; P1.0 mise à zéro de la capacité
COMPAR EQU 91H ; P1.1 entrée indiquant le dépassement de Vref
REFER EQU 92H ; P1.2 charge de la résistance référence
MESUR EQU 93H ; P1.3 charge de la résistance de mesure

?PR?_div32?DIV32 SEGMENT CODE
?DT?_div32?DIV32 SEGMENT DATA
RSEG ?DT?_div32?DIV32
ACCU32: DS 4 ; registre 32 bits externe
RSEG ?PR?_div32?DIV32
```

; Division 32 bits de ACCU32 par R4:R5:R6:R7. Le résultat est dans ACCU32
 ; et le reste de la division dans R0:R1:R2:R3. R4:R5:R6:R7 sont inchangés,
 ; B est modifié et vaut 0 en sortie de la division. ACCU32 est constitué de
 ; 4 octets ACCU32+0:ACCU32+1:ACCU32+2:ACCU32+3 (ACCU32+0 est le MSB)
 ; La division par 0 donne pour résultat FFFFH.
 ; Taille de div32 : 67 octets
 ; temps d'exécution : $7 + (35 + [11]) \times 32 + 4$
 ; soit dans le pire cas (FFFFH / 1) : $46 \times 32 + 11 = 1483$ cycles.
 ; Dans certains cas, on est sûr de n'avoir un résultat que sur 16 bits et on
 ; peut modifier le programme pour n'effectuer que 16 décalages et donc diviser
 ; le temps par deux (par exemple quand le résultat est issu d'une règle de 3 de
 ; type $Y = X \times n / p$ avec $p > n$). Dans ce cas, on initialisera la division avec
 ; le numérateur dans R2:R3:ACCU32+0:ACCU32+1, on supprimera l'initialisation
 ; de R2 et R3 à 0, et on chargera B avec 16 au lieu de 32.

```
_div32: CLR A ; initialise le MSB du numérateur
MOV R0,A
MOV R1,A
MOV R2,A ; à supprimer si on est sûr d'avoir un
MOV R3,A ; résultat sur 16 bits (voir en-tête)
MOV B,#32 ; compteur de décalage
; 7 cycles
DIV320: CLR C ; multiplie le numérateur par 2 et laisse la
MOV A,ACCU32+3 ; place pour le résultat (voir plus bas)
RLC A
MOV ACCU32+3,A
MOV A,ACCU32+2
RLC A
MOV ACCU32+2,A
MOV A,ACCU32+1
RLC A
MOV ACCU32+1,A
MOV A,ACCU32+0
RLC A
MOV ACCU32+0,A
```

```
MOV A,R3 ; et pousse les bits dans R0:R1:R2:R3 <- C
RLC A
MOV R3,A
MOV A,R2 ; Dans une division sur papier, le numérateur
RLC A ; ne «bouge pas» et c'est le dénominateur qui
MOV R2,A ; est divisé par 2 (ou par 10 si on est en
MOV A,R1 ; en base 10). Ici, c'est le numérateur qui
RLC A ; «bouge» et est multiplié par 2 et le
MOV R1,A ; dénominateur reste fixe. On pourrait faire
MOV A,R0 ; les divisions sur papier exactement de la
RLC A ; même manière.
MOV R0,A
```

```
MOV A,R3 ; compare le numérateur et le dénominateur
SUBB A,R7 ; la retenue est propagée
MOV A,R2 ; vers le MSB
SUBB A,R6 ; (une manière de comparer sur le 8051 est de
MOV A,R1 ; faire une soustraction et de tester C.
SUBB A,R5 ; Ici la comparaison est effectuée sur deux
MOV A,R0 ; mots de 32 bits : R0:R1:R2:R3 et R4:R5:R6:R7)
SUBB A,R4
JC DIV321 ; dénominateur > numérateur, résultat = 0.
```

```
; 35 cycles
; dénominateur <= numérateur, effectue la soustraction et résultat = 1
MOV R0,A ; sauve le nouveau MSB du numérateur
MOV A,R3 ; recalcule la soustraction
SUBB A,R7 ; numérateur - dénominateur
MOV R3,A ; en sauvant cette fois le résultat
MOV A,R2 ; (Les bits à droite de la partie qui sert à la
SUBB A,R6 ; comparaison du numérateur ne sont pas
MOV R2,A ; affectés par la soustraction. Dans une
MOV A,R1 ; division effectuée sur papier, on complète de
SUBB A,R5 ; manière sous-entendue le dénominateur avec
MOV R1,A ; des zéros, il en est de même ici).
; le numérateur était plus grand que le dénominateur, un 1 est donc poussé dans
; le résultat. Celui-ci prend place dans la place laissée libre par le
; numérateur lorsqu'il est décalé. A la fin de la division, le résultat occupe
; donc entièrement la place qui était prise initialement par le numérateur. Le
; décalage du résultat et du numérateur s'effectue donc en une seule même
; opération.
INC ACCU32+3 ; en fait met un 1 dans le LSB (voir au-dessus)
; 11 cycles
DIV321: DJNZ B,DIV320 ; passe ainsi les 32 bits
RET
; 4 cycles
```

; Mesure du rapport de deux résistances.
 ; On supposera que la résistance à mesurer est plus faible que la résistance
 ; de référence. La résistance de référence et la capacité doivent être
 ; choisies de manière à avoir une bonne résolution sur la durée de la mesure.
 ; Avec $C = 150$ nf et $Rref = 300$ k, la résolution maximum est d'environ
 ; 2500 points.
 ; Le résultat de la mesure est dans R6:R7. Si $Rmesu = Rref$, $R6:R7 = 0xFFFF$
 ; si $Rmesu = Rref/2$, $R6:R7 = 0x8000$...
 ; Si on désire une répétitivité de plus de 10 bits, il est nécessaire de
 ; moyenner la valeur mesurée en utilisant le sous programme FILTRE.

```
; initialise la division
MEASURE: CLR A
MOV ACCU32+2,A ; met à 0 les bits de poids faibles
MOV ACCU32+3,A ; du numérateur
```

```
MOV R4,A ; ainsi que les bits de poids forts
MOV R5,A ; du dénominateur
; effectue la mesure du temps de charge de la capa à travers la résistance
; de mesure
;  $t1 = -Rmesu \times C \times \ln((Valim - Vref)/Valim)$ 
;  $= -Rmesu \times C \times \ln(1/2) = Rmesu \times C \times 0.693$ 
MOV DPTR,#0 ; initialise la mesure
CLR ZEROCAP ; laisse la capa se charger
SETB MESUR ; avec la résistance à mesurer
MESRES: INC DPTR ; incrémente le compteur 16 bits
JNB COMPAR,MESRES ; jusqu'au seuil
CLR MESUR ; puis arrête la charge
SETB ZEROCAP ; et vide la capa
MOV ACCU32+0,DPH ; transfère pour la division
MOV ACCU32+1,DPL ; dans le numérateur (multiplié par 65536)
```

```
; petite temporisation pour laisser la capacité se vider
CLR A
MOV R0,A
TMP: DJNZ R0,TMP
```

```
; effectue la mesure du temps de charge de la capa à travers la référence
;  $t2 = Rref \times C \times \ln((Valim - Vref)/Valim)$ 
MOV DPTR,#0 ; initialise la mesure
CLR ZEROCAP ; laisse la capa se charger
SETB REFER ; avec la référence
MESREF: INC DPTR ; incrémente le compteur 16 bits
JNB COMPAR,MESREF ; jusqu'au seuil
CLR REFER ; puis arrête la charge
SETB ZEROCAP ; et vide la capa
MOV R6,DPH ; transfère pour la division
MOV R7,DPL ; dans le dénominateur
```

```
; calcule  $65536 \times t1 / t2 = 65536 \times Rmesu / Rref$ 
CALL _div32 ; résultat dans ACCU32
```

```
; ACCU32 est une valeur de 32 bits qui contient le résultat de la mesure.
; Si Rmesu est inférieure à Rref, ACCU32 < 65536 (ou ACCU32 < 10000H). Les
; seuls octets de poids faible sont donc significatifs
MOV A,ACCU32+0 ; teste si il n'y a pas
ORL A,ACCU32+1 ; de débordement
MESOK JZ ACCU32+0 ; ACCU32+0 = ACCU32+1 = 0, Rmesu < Rref
MOV ACCU32+2,#0FFFH ; si il y a un débordement
MOV ACCU32+3,#0FFFH ; met la valeur maximum dans le résultat
MESOK: MOV R6,ACCU32+2 ; prend le résultat de la division
MOV R7,ACCU32+3 ; (talonne à 0FFFFH si dépasse)
RET
```

Listing 1

```
EFFICA EQU 2 ; efficacité du filtrage (de 1 à 8)
?DT?_filtre?FILTRE SEGMENT DATA
RSEG ?DT?_filtre?FILTRE
CONDEN: DS 3 ; variable associée au filtrage
```

; Divise CONDEN par 2^n avec $n = EFFICA$. Le résultat est dans R1:R3
 ; Les calculs du filtre sont tels que le résultat est toujours sur 16 bits

```
DIVN: MOV R0,CONDEN+0 ; transfère CONDEN dans R0:R1:R2
MOV R1,CONDEN+1
MOV R2,CONDEN+2
MOV R3,#EFFICA
DIVN0: MOV A,R0 ; décale R0:R1:R2
RRC A
MOV R0,A
MOV A,R1
RRC A
MOV R1,A
MOV A,R2
RRC A
MOV R2,A
DJNZ R3,DIVN0 ; EFFICA fois
RET ; soit une division par  $2^{\text{EFFICA}}$ 
```

; Filtrage de la valeur contenue dans R6:R7 résultat dans R6:R7
 ; La valeur CONDEN sur 3 octets constitue en quelque sorte l'équivalent
 ; numérique d'un condensateur dans lequel s'accumule les valeurs à filtrer.

```
FILTRE: ACALL DIVN ; divise CONDEN par  $2^n$ 
CLR C ; effectue CONDEN - (CONDEN /  $2^n$ )
MOV A,CONDEN+2 ; soustrait du LSB
SUBB A,R2
MOV CONDEN+2,A
MOV A,CONDEN+1
SUBB A,R1
MOV CONDEN+1,A
MOV A,CONDEN+0
SUBB A,#0 ; au MSB (CONDEN+0)
MOV CONDEN+0,A ; propage la retenue dans le msb
MOV A,CONDEN+2 ; (CONDEN - ((CONDEN/ $2^n$ )) est toujours positif)
ADD A,R7 ; puis ajoute la valeur de la mesure
MOV CONDEN+2,A ; sur 16 bits (R6:R7)
MOV A,CONDEN+1
ADD A,R6
MOV CONDEN+1,A ; propage la retenue dans le MSB
MOV A,CONDEN+0
ADD A,#0
MOV CONDEN+0,A ; CONDEN = CONDEN - (CONDEN/ $2^n$ ) + R6:R7
ACALL DIVN
MOV R6,AR1 ; dans R6:R7, le résultat du filtrage
MOV R7,AR2
RET
```

Listing 2

ficace. Dans le programme FILTRE (Listing 2) n est une puissance de 2 et est déterminé par la constante EFFICA. On peut faire varier cette constante de 1 à 8 pour une valeur n

variant de 2 à 256. Pour mettre au point l'application qui utilise ces sous-programmes, le plus simple est d'essayer avec et sans un appel à FILTRE, avec différentes valeurs de

EFFICA et de juger du résultat obtenu. Un petit programme complet qui utilise ces sous-programmes est disponible sur le serveur ERP. J.L VERN

UN CAPTEUR DE PRESSION POUR ADC10

Les mesures et enregistrements de pressions sont des opérations très courantes dans l'industrie, mais également dans la vie de tous les jours : les baromètres météorologiques n'indiquent-ils pas la pression atmosphérique et les tensiomètres médicaux la pression dans un brassard

gonflable ? Et n'oublions pas les altimètres, qui ne sont finalement que des baromètres étalonnés d'une façon particulière.

Un capteur de pression simple et peu coûteux compatible, entre autres, avec les convertisseurs analogique-numérique miniatures ADC10 PICO de MULTIPOWER trouvera donc sans peine de multiples applications.

UN CAPTEUR «TOUT SILICIUM»

Dissocié de son électronique de conditionnement de signal, un capteur de pression peut aussi bien être une pièce très onéreuse que relativement bon marché : tout dépend de la technologie mise en œuvre !

Les capteurs économiques «tout silicium» ont fait de tels progrès que des performances professionnelles sont désormais accessibles pour moins de 150 F.

SENSYM et MOTOROLA sont particulièrement bien placés sur ce marché, et offrent des produits tellement similaires qu'on peut se demander s'ils ne sortent pas de la même usine...

La figure 1 est une vue en coupe d'un tel capteur, qui se compose de deux parties essentielles : un boîtier étanche,

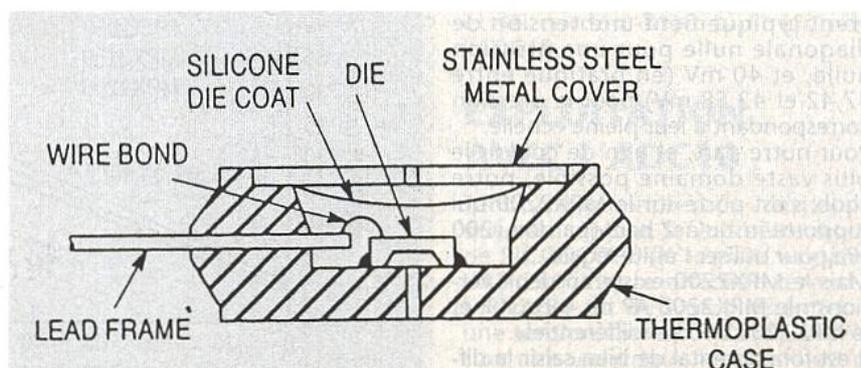
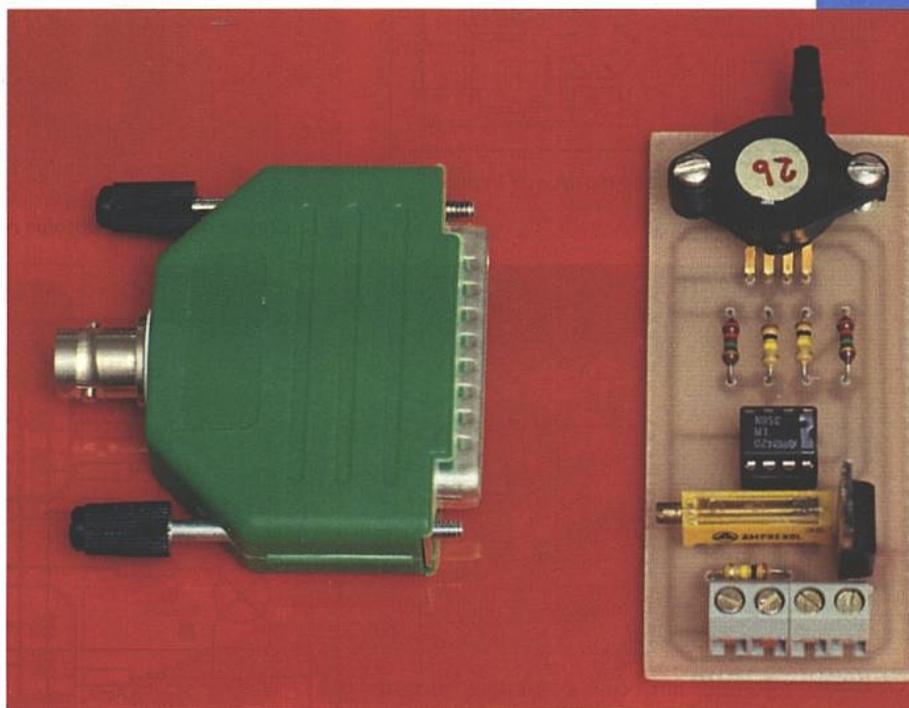
généralement muni de raccords permettant d'y brancher des tuyaux souples, et une «puce» électronique très spéciale.

Sur une même pastille de silicium sont en effet gravés à la fois des composants électroniques classiques, et des jauges de contrainte.

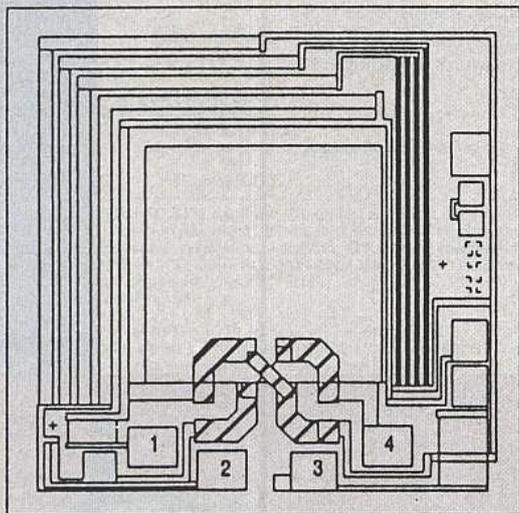
L'idée révolutionnaire est que c'est la pastille elle-même, convenablement amincie à l'endroit stratégique, qui joue le rôle de membrane déformable sous l'effet de la pression !

Une puce ressemblant à ce que montre la figure 2 peut donc être montée à l'intérieur d'un boîtier, certes très particulier, du genre de ce que représente la figure 3, au moyen de techniques comparables à celles utilisées pour la production de circuits intégrés courants.

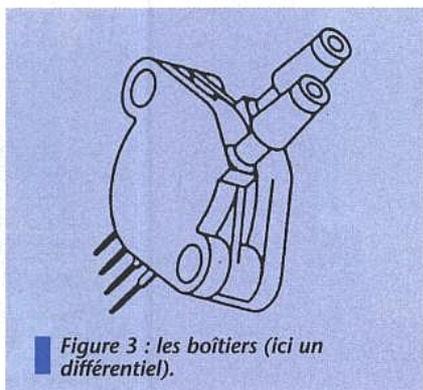
Les premiers capteurs réalisés selon ce procédé n'étaient pas très performants : ils souffraient d'un «offset» (tension de sortie à pression nulle) assez important et fortement variable d'un échantillon



■ Figure 1 : structure en coupe d'un capteur de pression.



■ Figure 2 : vue agrandie du masque de la puce.



■ Figure 3 : les boîtiers (ici un différentiel).

à l'autre, ainsi que de dérives en température non négligeables.

Une électronique de conditionnement de signal appropriée arrivait heureusement à corriger convenablement ces imperfections, mais nous n'en sommes aujourd'hui plus là !

La figure 4 révèle en effet comment l'incorporation sur la puce, en plus des jauges de contrainte, de thermistances et de résistances ajustées au laser permet de livrer des capteurs intégralement calibrés et compensés en température.

Utiliser un tel capteur est par conséquent aussi simple qu'alimenter une diagonale du pont de jauges sous une tension connue, et prélever sur l'autre diagonale une tension proportionnelle à la pression appliquée.

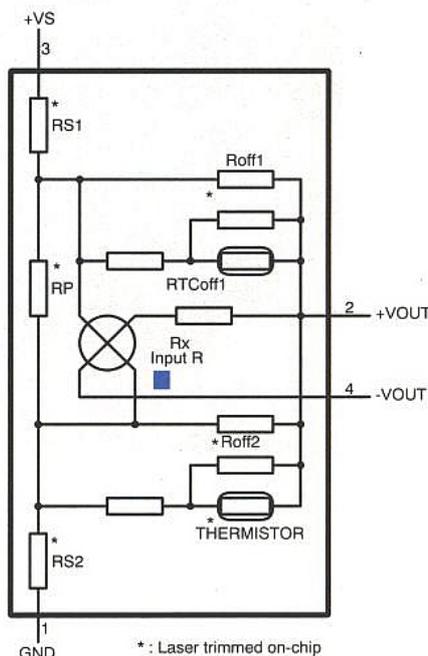
La figure 5 permet de juger des résultats obtenus avec les capteurs MOTOROLA de la série MPX2000, qui délivrent typiquement une tension de diagonale nulle pour une pression nulle, et 40 mV (en pratique entre 37,42 et 42,58 mV) pour la pression correspondant à leur pleine échelle.

Pour notre part, et afin de couvrir le plus vaste domaine possible, notre choix s'est porté sur le MPX2200 qui supporte jusqu'à 2 bars (pardon, 200 kPa pour utiliser l'unité légale...).

Mais le MPX2200 existe en deux versions : le MPX2200 AP dit «absolu» et le MPX2200 DP dit «différentiel». Il est fondamental de bien saisir la différence, et de choisir le capteur correspondant à ce que l'on désire vraiment mesurer.



■ Le capteur de pression absolue ne possède qu'une entrée.



■ Figure 4 : schéma interne.

Technologiquement, la membrane déformable du capteur ne peut «voir» qu'une différence de pression entre ses deux faces, et encore pas dans n'importe quel sens : elle possède en effet par construction une face «haute pression» et une face «basse pression». Le boîtier du capteur est donc consti-

tué de deux cavités que sépare la membrane.

Si chacune de ces cavités est munie d'un embout de raccordement de tuyau, le capteur indiquera la différence entre les pressions appliquées à ces deux entrées : c'est donc bel et bien un capteur «différentiel».

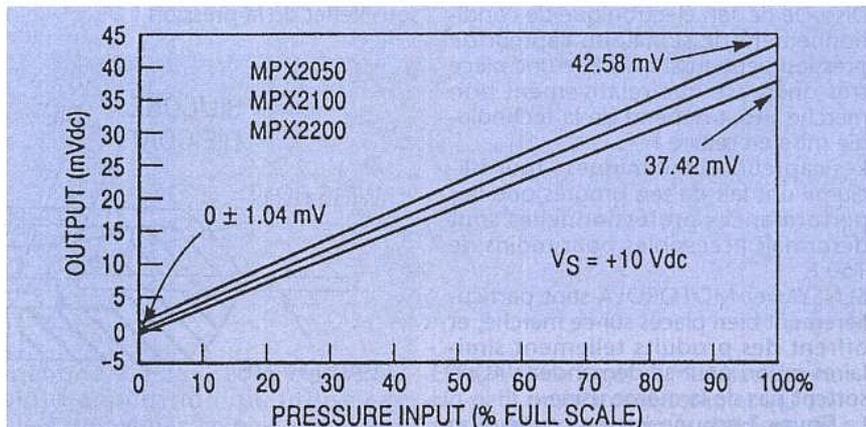
Bien entendu, l'une de ces pressions peut être la pression atmosphérique locale, la cavité correspondante étant alors tout simplement laissée à l'air libre (embout non raccordé).

Dans les capteurs dits «absolus» (ou plus correctement «de pression absolue»), l'une des cavités est hermétiquement scellée et «chargée» sous une pression de référence (en l'occurrence un vide poussé). La pression appliquée sur l'unique entrée du capteur sera donc mesurée par référence à ce vide interne.

Ce type de capteur est utilisé, en particulier, dans les baromètres et les altimètres, qui comparent tout simplement la pression atmosphérique ambiante à leur vide de référence.

UN CONDITIONNEUR ULTRA-SIMPLE

Bien entendu, un capteur aussi perfectionné se contentera d'une électronique de conditionnement de signal très simple.



■ Figure 5 : tension de sortie en fonction de la pression (pleine échelle).

Directement tiré des notes d'applications MOTOROLA, le schéma de la figure 6 n'est pas le plus performant possible, mais sa précision est largement suffisante en amont d'un convertisseur analogique-numérique à 8 bits comme l'ADC10 PICO.

Nous lui avons simplement ajouté un régulateur 7805 pour alimenter le capteur sous 5 volts, tension qui sert également à faire fonctionner le double ampli opérationnel LM358.

Le rôle de celui-ci est double : d'abord prélever la tension de sortie différentielle du capteur, puis l'amplifier référencée à la masse.

Avec une alimentation sous 5 volts, la tension ne pourra guère dépasser 4 volts en sortie du second ampli, et cette valeur sera donc la pleine échelle du montage (4 volts pour 2 bars).

Le potentiomètre multitours de 47 kΩ servira à ajuster très précisément cette

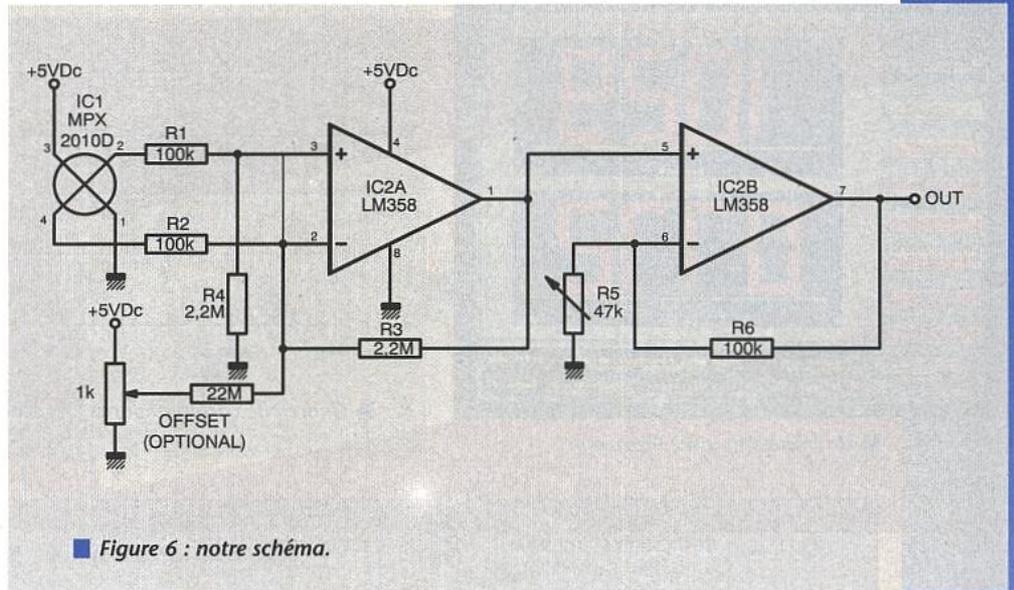


Figure 6 : notre schéma.

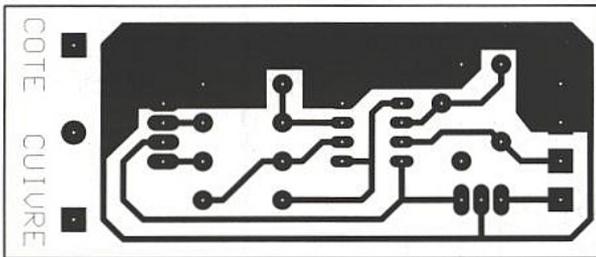


Figure 7 : le circuit d'évaluation.

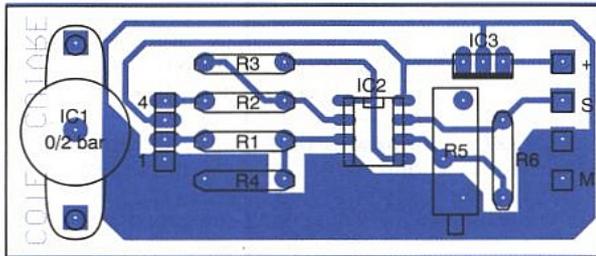
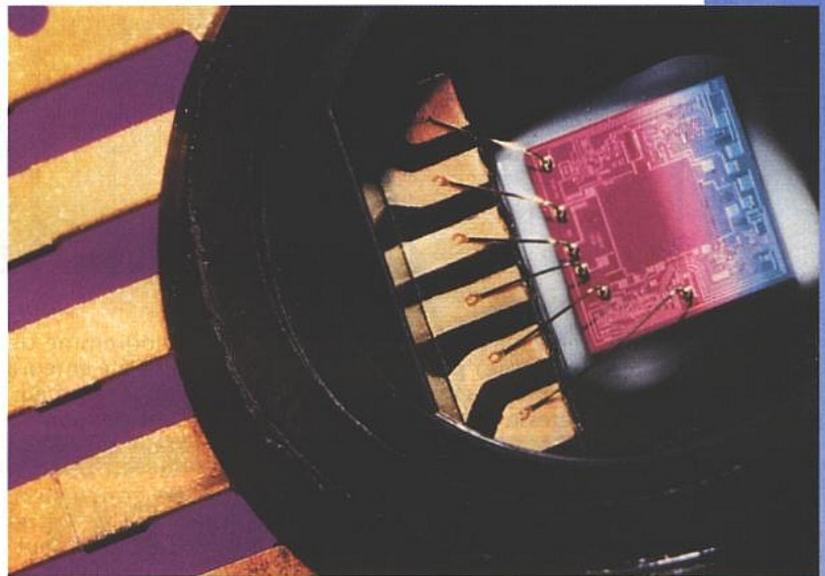


Figure 8 : ... et son implantation (les éléments optionnels ne figurent pas).



La technologie des capteurs Motorola.

valeur, ou éventuellement un autre point de la gamme de mesure pour lequel on aura accès à une pression étalon (à contrôler avec un manomètre approprié).

Nous avons par contre pris la liberté de supprimer le potentiomètre (d'ailleurs facultatif) de rattrapage d'offset, compte tenu de la modicité de celui-ci et de la résolution limitée de l'ADC10.

RÉALISATION PRATIQUE

Le tracé du circuit imprimé correspondant à ce qui vient d'être défini est reproduit à la figure 7. Après gravure et perçage, on l'équipera selon le plan de câblage de la figure 8.

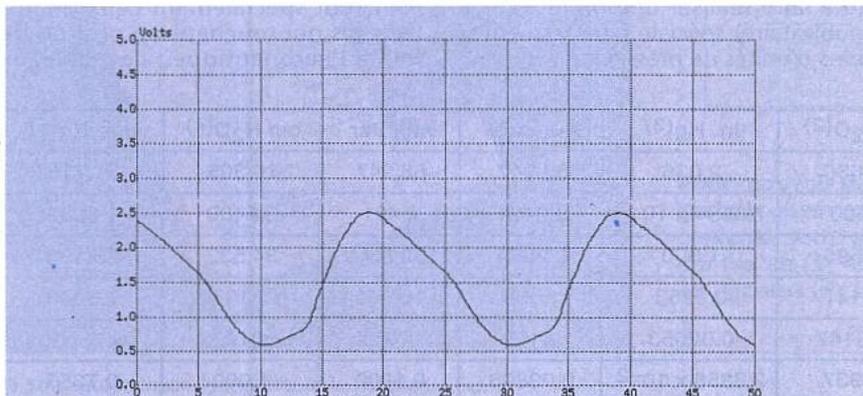


Figure 9 : mise en évidence de l'inertie des variations de pression par rapport à l'excitation.

Le capteur (un MPX2200 au lieu du MPX2010 qui, préconisé par MOTOROLA, est limité à 100 millibars) sera boulonné sur la carte avec des vis à métaux de 3 mm modérément serrées, mais freinées au vernis BLOCJELT.

On le soudera ensuite aux quatre pattes prévues à cet effet (les pattes du capteur auront au préalable été cambrées très soigneusement à l'aide d'une pince à becs ronds).

Un robuste bornier à vis permettra maintenant de raccorder une alimentation extérieure (9 à 24 volts environ), et le cordon BNC qui rejoindra l'ADC10.

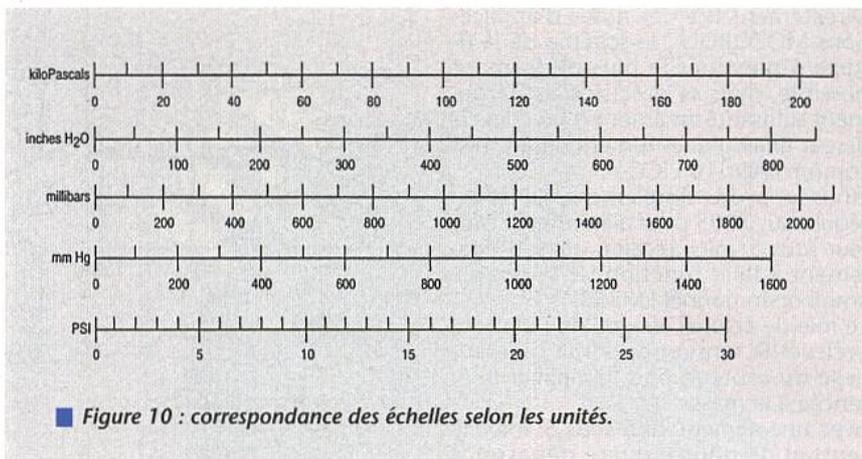
EXPLOITATION AVEC L'ADC10

Tant qu'aucune pression n'est appliquée au capteur, le voltmètre digital de PICOSCOPE (le logiciel associé à l'ADC10) devra afficher zéro si le MPX2200 est du type différentiel, et une tension correspondant à la pression atmosphérique locale s'il est du type absolu.

Les vastes possibilités de calibrage de PICOSCOPE (ou de PICOLOG si on



■ Un baromètre avec Picoscope !



■ Figure 10 : correspondance des échelles selon les unités.

type	Gamme de pression en kPa	Sur-pression (kPa)	offset (mV)	tension pleine échelle (mV)	sensibilité (mV/kPa)	linéarité		coeff de température (% C)	impédance d'entrée (Ω)
MPX2010D	10/1.5	75	± 0.05	25	2.5	-1	1	± 0.5	1800
MPX2040D	40/6	125	5 (mmHg)	-	5 (µV/V/mmHg)	-1	1	± 0.02	2500
MPX2050D	50/7	200	± 0.05	40	0.8	-0.25	0.25	± 0.5	1800
MPX2051D	50/7	200	± 0.1	40	0.8	-0.5	0.5	± 0.5	1800
MPX2052D	50/7	200	± 0.05	40	0.8	-0.55	0.25	± 0.5	1800
MPX2100D,A	100/15	400	± 0.05	40	0.4	-0.25	0.25	± 0.5	1800
MPX2101D,A	100/15	400	± 0.1	40	0.4	-0.5	0.5	± 0.5	1800
MPX2200D,A	200/30	400	± 0.05	40	0.2	-0.25	0.25	± 0.5	1800
MPX2201D,A	200/30	400	± 0.1	40	0.2	-0.5	0.5	± 0.5	1800

■ Figure 11 : caractéristiques de la famille MPX.

souhaite effectuer des enregistrements de longue durée) permettent d'afficher directement la grandeur à laquelle on s'intéresse : pression en n'importe quelle unité, éventuellement altitude, ou tout paramètre ramené à une pression pour les besoins de sa mesure (par exemple une vitesse).

Le voltmètre de PICOSCOPE étant préalablement débarrassé de ses chiffres d'après la virgule (c'est important !), il suffira par exemple de spécifier zéro pour la valeur minimale et 2500 hPa (ou mb) comme valeur maximale pour lui faire afficher directement la pression atmosphérique avec un MPX2200 AP.

Il suffirait d'ailleurs de fixer le maximum à 1875 cette fois pour lire directement en millimètres de mercure (mm Hg), unité désuète mais encore très utilisée.

Mais l'oscilloscope de PICOSCOPE peut lui aussi profiter de notre capteur, auquel une très faible inertie permet de mettre en évidence des variations dynamiques de pression !

L'oscillogramme de la figure 9 a par exemple été enregistré en branchant le capteur sur un petit compresseur d'air utilisant des soufflets en caoutchouc mûs par un électro-aimant 220 V 50 Hz. On pourrait tirer d'intéressantes conclusions mécaniques de l'examen de cette courbe, relativement éloignée tout de même de la sinusoïde parfaite...

LES PRINCIPALES UNITÉS

Même si l'unité S.I. de pression est le pascal, un point c'est tout, force est de constater que bien d'autres unités sont encore en usage depuis les livres par pouce carré (psi) des anglo-saxons jusqu'aux bars ou kg/cm² des manomètres de gonflage des pneus.

Conscient de la nécessité de clarifier un peu tout cela, MOTOROLA est allé jusqu'à faire réaliser une règle à calcul (publicitaire) spéciale pour les conversions d'unités de pression.

Moins précise mais suffisante pour les chiffres ronds et les unités les plus courantes, l'abaque de la figure 10 facilitera le choix du capteur MPX2000 le plus approprié pour chaque application, parmi les références rassemblées à la figure 11.

En effet, la meilleure précision ne peut être obtenue qu'en utilisant au mieux l'étendue de mesure disponible : il serait certes possible de mesurer des pressions comprises entre 0 et 100 mb avec un MPX2200, mais un MPX2010 serait largement préférable dans un tel contexte.

Les coefficients de conversion exacts entre les unités de pression usuelles sont pour leur part rassemblés dans le tableau de la figure 12. On s'en servira avantagement pour calibrer PICOSCOPE ou PICOLOG en vue d'un affichage direct dans l'une ou l'autre de ces unités.

Les figures 13 et 14, enfin, intéresseront tout spécialement ceux de nos lecteurs qui touchent de près ou de loin à l'aéronautique : ces tableaux

	PSI(1)	in. H ₂ O(2)	in. Hg(3)	K Pascal	mili Bar	cm H ₂ O(4)	mm Hg(5)
PSI(1)	1.000	27.680	2.036	6.8947	68.947	70.308	51.715
in. H ₂ O(2)	3.6127 x 10 ⁻²	1.000	7.3554 x 10 ⁻²	0.2491	2.491	2.5400	1.8683
in. Hg(3)	0.4912	13.596	1.000	3.3864	33.864	34.532	25.400
K Pascal	0.14504	4.0147	0.2953	1.000	10.000	10.1973	7.5006
mili Bar	0.01450	0.40147	0.02953	0.100	1.000	1.01973	0.75006
cm H ₂ O(4)	1.4223 x 10 ⁻²	0.3937	2.8958 x 10 ⁻²	0.09806	0.9806	1.000	0.7355
mm Hg(5)	1.9337 x 10 ⁻²	0.53525	3.9370 x 10 ⁻²	0.13332	1.3332	1.3595	1.000

■ Figure 12 : table de conversion entre unités «usuelles» de pression.

fournissent en effet les équivalences entre pressions d'une part, et altitudes ou vitesses d'autre part. Là encore, un affichage direct dans l'unité choisie serait possible avec PICOSCOPE comme avec PICOLOG.

Cela naturellement après un étalonnage rigoureux du capteur par comparaison avec un instrument dont on est parfaitement sûr, opération qui s'impose en principe dans tous les cas de figure.

Patrick GUEULLE

Figure 14 : $P = f(v)$

Vitesse de l'air			
nœuds	in.Hg	nœuds	in.Hg
60	0.1727	400	8.3850
80	0.3075	425	9.5758
100	0.4814	450	10.8675
110	0.5832	475	12.2654
120	0.6950	500	13.7756
130	0.8168	525	15.4045
140	0.9488	550	17.1590
150	1.0910	575	19.0465
175	1.4918	600	21.0749
200	1.9589	650	25.5893
225	2.4943	700	30.7642
250	3.1002	750	36.5662
275	3.7792	800	42.9378
300	4.5343	850	49.8423
325	5.3687	900	57.2554
350	6.2859	1,000	73.5454
375	7.2900		

La règle à calcul Motorola.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2, R6 : 100 kΩ
 R4, R3 : 2,2 MΩ
 R5 : 47kΩ trimmer

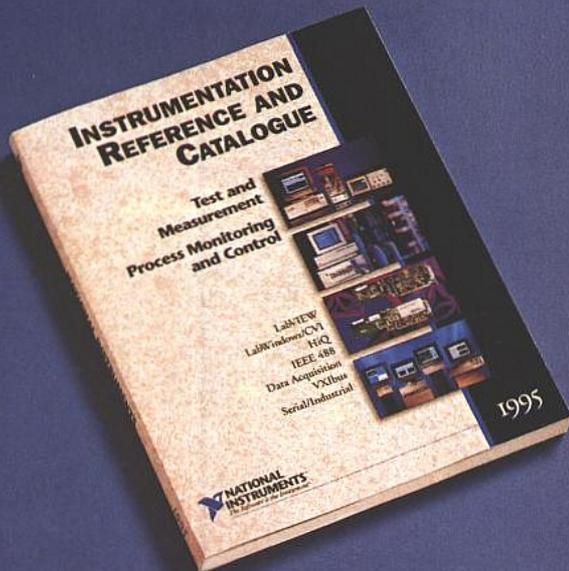
Semi-conducteurs :

IC1 : MPX2010D
 IC2 : LM358
 IC3 : 7805

Figure 13 : $P = f(\text{altitude})$.

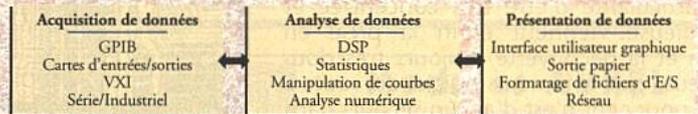
altitude (pieds)	Pression équivalente (in.Hg)	altitude (pieds)	Pression équivalente (in.Hg)
-1,000	31.0185	14,00	17.5774
- 900	30.9073	16,000	16.2164
0	29.9213	18,000	14.9421
500	29.3846	20,000	13.7501
1,000	28.8557	22,000	12.6363
1,500	28.3345	25,000	11.1035
2,000	27.8210	30,000	8.88544
3,000	26.8167	35,000	7.04062
4,000	25.8418	40,000	5.53802
6,000	23.9782	45,000	4.35488
8,000	22.2250	49,900	3.44112 (EST)
10,000	20.5770	50,000	3.42466
12,000	19.0294		

Catalogue gratuit de la mesure sur ordinateur



Inclut des informations sur les derniers produits et nouvelles technologies

- Cartes d'entrées/sorties prêtes à l'emploi
 - Logiciels pour Power Macintosh
 - Contrôle d'instruments sous HP-UX
 - Outils Visual Basic
 - Séquenceurs de test
 - Modules add-on pour SPC et SQL
 - Interfaces PCMCIA
 - VXI plug&play
- entre autres...**



Pour recevoir un catalogue gratuit, envoyez-nous une copie de cette page par fax au (1) 48 14 24 14 ou appelez le (1) 48 14 24 24

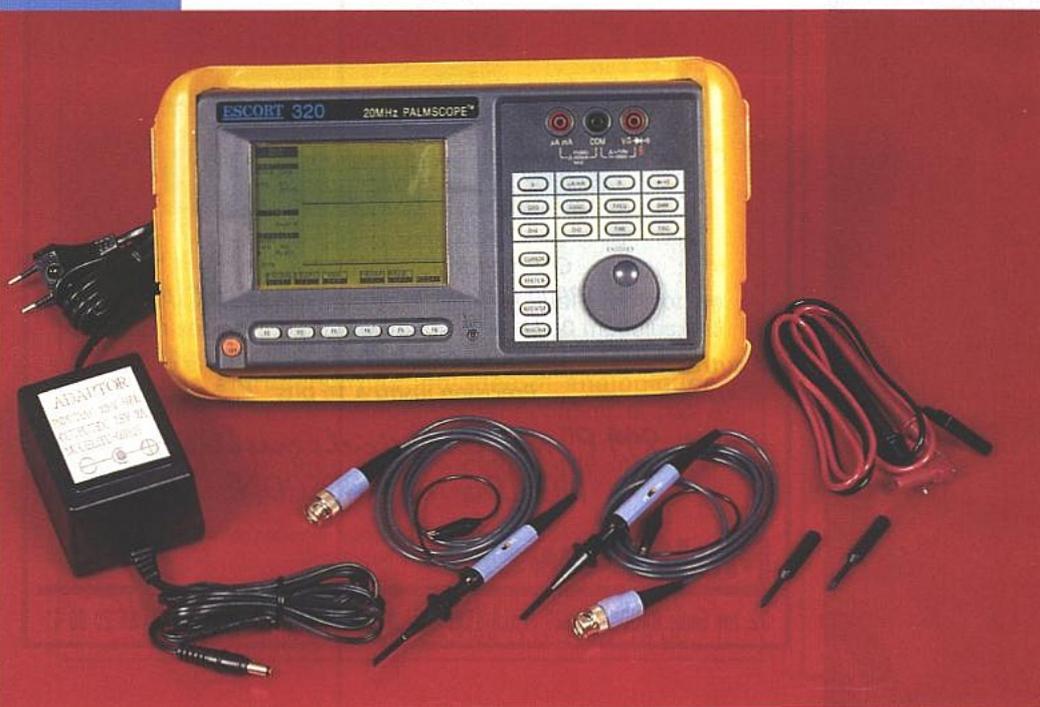
NATIONAL INSTRUMENTS
The Software is the Instrument
National Instruments France
 Centre d'Affaires Paris-Nord
 Immeuble "Le Continental" BP 217
 93153 Le Blanc Mesnil CEDEX

© Copyright 1994 National Instruments Corporation. Tous droits réservés. Les noms de produits et de sociétés cités sont des marques déposées par leurs propriétaires respectifs.

Je souhaite recevoir gratuitement le catalogue 95.

Nom/Prénom _____ Fonction _____
 Société _____ Adresse _____
 Code/Ville _____ Tél. _____ Fax _____

LE PALMSCOPE ESCORT 320



Depuis quelque temps, on assiste à l'émergence d'une floraison d'appareils de mesure tout terrain portatifs combinant au sein d'un même boîtier plusieurs fonctions, en général au moins un scope numérique faible bande passante et un

multimètre. Cela correspond bien sûr à un besoin en contrôle et maintenance des sous-ensembles électroniques actuels mais est aussi en grande partie conditionné par les possibilités qu'offre la technologie moderne. Escort, dont les produits sont importés par Française d'Instrumentation et distribués par son réseau Distrame, semble vouloir aller plus loin avec son modèle 320 qui regroupe les fonctions de DSO 2 x 20 MHz, analyseur logique 8 voies 20 MHz, multimètre RMS 4000 points et fréquencemètre 20 MHz.

L'appareil se présente dans un boîtier de 287x152x82 mm³, d'une masse de 2 kg, ceinturé d'un étui de protection en plastique souple jaune pour une meilleure visibilité sur chantier.

La majorité des entrées-sorties : entrées de voies 1, 2, trig ext., RS232 optique, Centronics, sonde logique et alimentation DC s'effectue par les faces latérales avec des orifices ménagés dans l'étui pour faciliter l'accès. Les embases de sécurité du multimètre sont, elles, placées au dessus du panneau de commandes. Un adaptateur secteur 220VAC/7,5VDC-2A est livré avec l'appareil de même qu'une valise antichocs de transport. Deux sondes 1-1/10 de bonne facture, les cordons

de sécurité multimètre et une dragonne complètent l'équipement livré en standard ; bizarrement, la sonde logique 8 voies est optionnelle, on aura donc tout intérêt à l'acquérir en même temps que le 320 si l'on souhaite bénéficier de toutes ses fonctionnalités.

Le 320 peut être alimenté par piles (4 R14 alcalines), par batteries (pack NiCd 4,8V-2,8Ah) ou via le secteur par son adaptateur qui fait aussi office de chargeur. L'autonomie sur piles ou batteries est de l'ordre de quatre heures, un indicateur clignotant à LED (low batt) rappelant une déficience d'énergie (Valim < 4,4V). De même un indicateur de surcharge batteries est destiné à augmenter la durée de vie de ces dernières.

Le plan de travail du PalmScope est horizontal. L'écran LCD passif de 95 x 75 mm² (320 x 240 pixels) est situé à gauche du panneau de commandes qui de prime abord paraît dépouillé en regard des multiples fonctions de l'appareil. C'est en grande partie dû à des impératifs d'encombrement et de densité de commandes, Escort a privilégié le travail par menus.

On entre dans chaque fonction par le simple appui d'une ou deux touches : DSO, logic, freq, DMM. En mode multimètre, DMM, la sélection de types de mesure s'effectue par le premier bandeau de touches : V pour voltmètre, μ A/mA pour ampèremètre, Ω pour ohmmètre et « diode » pour le test de diodes et de continuité. Les choix de



Le panneau de commande très dépouillé et les accès multimètre. L'encodeur sert aux commandes variables dans tous les menus.

gammes, de modes-min/max, relatif, AC/DC, sont dévolus aux touches menus F1 à F6. Dans une fonction donnée, l'écran rappelle en face de chacune de ces dernières les choix qui peuvent être opérés, bien entendu. Il en est de même en fréquencemètre pour le choix de la source, CH1, CH2, du couplage AC/DC, du mode période/mètre/fréquencemètre, de la gamme auto ou non, de l'atténuation (0 à 60dB par pas de 20dB) et de la pente de déclenchement. En fonction scope il est possible d'activer simultanément les fonctions fréquencemètre et DMM par appui sur les touches concernées, ce qui s'avère très pratique et fonctionnel. Deux appuis successifs sur ces touches (un double clic) amène directement la fonction uniquement. En «fonctionnement simultané», les résultats annexes s'affichent en haut de l'écran, au dessus du graticule du scope. Le fréquencemètre indique alors le nombre d'occurrences de déclenchement par seconde de la source de déclenchement choisie pour le scope.

Bien qu'en fonction scope nous ayons aimé pouvoir régler directement le niveau de déclenchement, la position des traces, la sensibilité et la base de temps, nous devons admettre qu'après quelque temps de prise en main on jongle rapidement avec les touches de menu pour régler ces paramètres, d'autant que tous les réglages passent ensuite par le même encodeur rotatif bien placé sur le panneau de commandes. La vitesse d'inscription est correcte et l'écran bien lisible grâce au rétroéclairage et au contraste réglable. D'ailleurs la béquille qui positionne l'appareil à 45° améliore encore le confort de lecture. Le 320 dispose d'une mémoire SRAM de 20 écrans tant en scope qu'en analyseur logique qu'on accède via le menu «system» comme pour tous les paramètres annexes (rétroéclairage, contraste, accès RS232, impression via Centronics, prédéclenchement).

Caractéristiques DSO et analyseur logique OSCILLOSCOPE

- 10 divisions vertical (1 div = 20 pts)
- 12 divisions horizontal (1 div = 20 pts)
- Mode vertical : CH1, CH2, DUAL, ADD, SUB (ch1-ch2), X-Y
- Gamme de sensibilité : 5 mV/div à 20 V/div au pas 1-2-5 en 12 pas
- Précision DC $\pm 1,8\% \setminus \text{LSB}$ pour 8 div. pleine échelle
- $\pm 0,1\%/^{\circ}\text{C}$ au-dessus de 20°C
- Résolution : 8 bits (256 points), 20 pts par division
- Bande passante : mode monocoup de DC à > 3 MHz mode répétitif de DC à > 20 MHz
- Temps de montée : < 17,5 ns
- Couplage des entrées : AC, DC, GND
- Tension d'entrée maximum : 400 V (DC + crête AC)
- Couplage du trigger : AC, DC, HF-RJ (réjection haute fréquence)
- Résolution : ± 128 pts (8 bits)
- Balayage : auto, normal, single
- Base de temps : 50 ns/div à 0,5 ms/div en mode répétitif ; 1 ms/div à 0,1 s/div en mode normal ; 0,2s/div à 20s/div en mode Roll au pas 1-2-5 en 27 pas
- Curseur de mesure : DV, DT, DT, Vp-p
- Fonction «AUTO-SETUP» : couplage d'entrée «AC», amplitude, base de temps, position verticale, niveau de trigger, couplage de trigger «AC».
- Nombre de mémoires : 20 (SRAM).

ANALYSEUR LOGIQUE

- Affichage des signaux logiques hauts et bas des 8 voies, soit en fonction du temps, soit en fonction des états 0 ou 1
- Entrée : sonde logique à 8 voies.
- Base de temps : 1 ms/div à 0,1 s/div au pas 1-2-5 en 20 pas
- Balayage : répétitif, monocoup
- Etendue mémoire : 240 à 1920 octets
- Expansion : x20 à x 1/10 en 8 pas
- Déclenchement : interne ou externe
- Niveau de déclenchement : haut, bas ou indifférent, affectable à chaque voie, largeur d'impulsions 50 ns minimum
- Curseurs : O et M
- Valeur mesurée : temps O et M et données en M.

Comme tous les DSO actuels, le 320 dispose d'un auto-setup qu'on enclenche directement par la touche correspondante du panneau de commandes. Les fonctionnalités offertes dans le mode scope numérique sont celles qu'on retrouve couramment sur ce genre d'appareil, on peut effectuer des mesures par curseurs : dV, dT, et inverse de même que des mesures crêtes. Le 320 dispose du mode enveloppe mais non du déclenchement crête, ni du moyennage. Les



Les entrées BNC de voies et de déclenchement externe affectées au scope et au fréquencemètre.

opérations mathématiques sur les traces sont limitées aux opérations algébriques et au mode X-Y. Le résumé des caractéristiques en DSO et analyseur logique est fourni dans le tableau joint. Précisons que l'analyseur fonctionne en mode temporel et en tables d'états pour des signaux de plus de 50ns sur 8 bits donc pour les microcontrôleurs courants 8 bits 16 MHz maxi, les plus courants en maintenance voire même encore en étude. Le déclenchement reste simple et ne peut s'effectuer que sur des masques d'entrées ou sur l'entrée trig ext (signal éventuellement analogique).

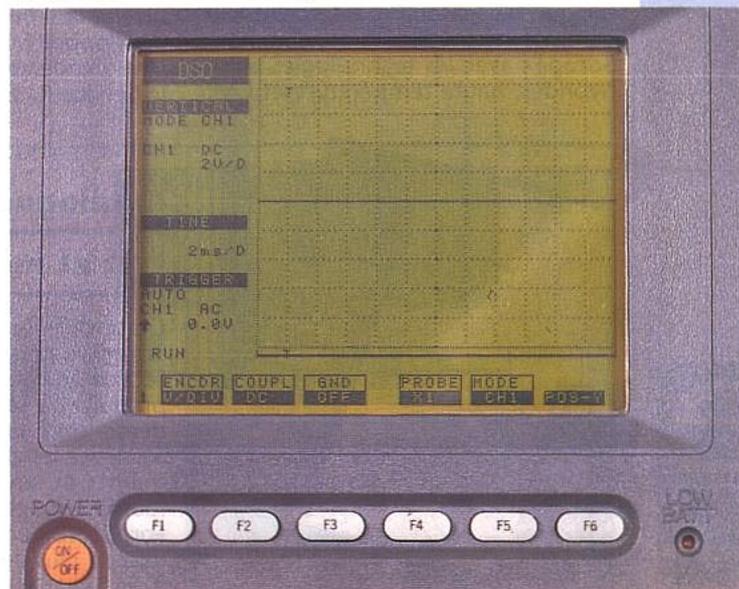
CONCLUSION

Le Palmscope 320, avec tous ses accessoires standards, sa robustesse et sa simplicité d'emploi est à coup sûr un bon appareil de terrain. Ce n'est pas un appareil sophistiqué, rien n'est superflu et surtout il offre l'énorme avantage de regrouper au sein d'un même appareil compact, de tout ce dont on a besoin sur site, son domaine de prédilection.

C. D.

Prix hors options : 9850 FHT
Française d'Instrumentation
5 rue du Bois des Joncs Marins
94120 Fontenay sous Bois
Tel : (1) 43942201

Un écran LCD passif très lisible avec rappel de tous les modes de travail. Les touches F1 à F6 sélectionnent les choix proposés à l'intérieur de chaque menu.



DIPMÈTRE ET SOURCE HF 2-200 MHz

Lors de la réalisation et de la mise au point de systèmes radiofréquences, il est souvent pratique de pouvoir contrôler la fréquence de résonance des différents circuits accordés. Cette fonction est généralement confiée à un petit appareil



appelé DIPMÈTRE. De dimensions réduites, il est conçu pour pouvoir réaliser des mesures sans contacts. Cela facilite d'une part son utilisation (aucun branchement nécessaire) et limite d'autre part les perturbations occasionnées par le système de mesure. Il pourra être utilisé aussi bien pour le pré réglage des circuits résonants sur les étages successifs d'un récepteur ou d'un émetteur que pour le contrôle de la fréquence de résonance d'une antenne. Il pourra également servir à vérifier la valeur d'une self en appliquant la formule de Thompson.

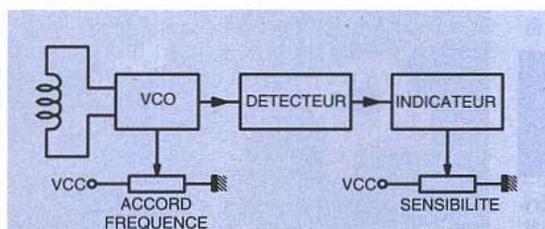
Enfin combiné avec un étage de sortie adapté 50 ohms et un système de régulation de niveau, il constitue une bonne source HF, bien qu'il ne s'agisse pas à proprement parler d'un véritable générateur car il ne dispose pas des fonctionnalités de verrouillage de la fréquence et sa dynamique de sortie reste réduite.

PRINCIPE

Le schéma fonctionnel d'un dipmètre apparaît sur la **figure 1**. Il est principalement constitué d'un VCO suivi d'un étage de détection, avec indicateur de ni-

veau et réglage de sensibilité. La mesure se réalise par couplage inductif entre la bobine du VCO et celle du circuit résonant. Lorsque le VCO se trouve accordé sur la même fréquence que le circuit à mesurer, celui-ci absorbe une

partie de l'énergie et l'indicateur du dipmètre accuse une baisse notable. Il suffit alors de lire la valeur de la fréquence, sur les graduations prévues à cet effet. Pour couvrir une large gamme de fréquence, l'appareil est muni d'un jeu de selfs interchangeables.

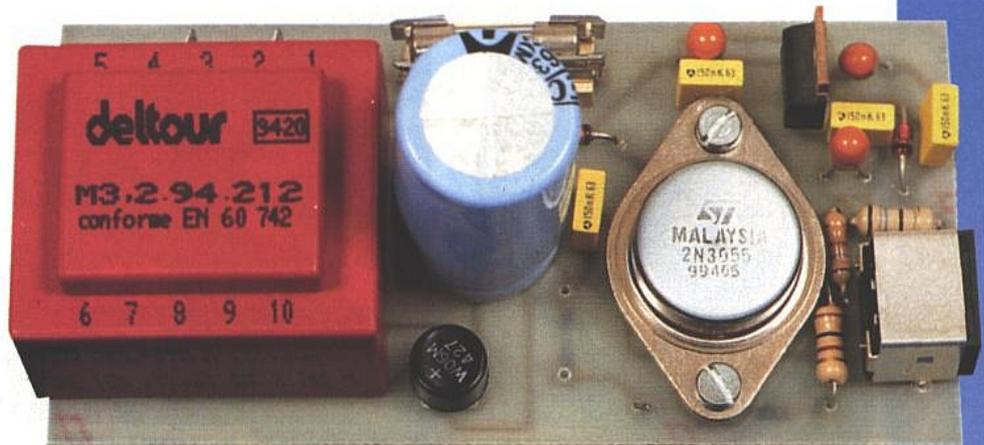


■ **Figure 1 : synoptique du dipmètre.**

PRINCIPALES FONCTIONS DE NOTRE DISPOSITIF

Le synoptique du montage est représenté **figure 2**. Comme indiqué précédemment, il comporte en plus des fonctions prin-

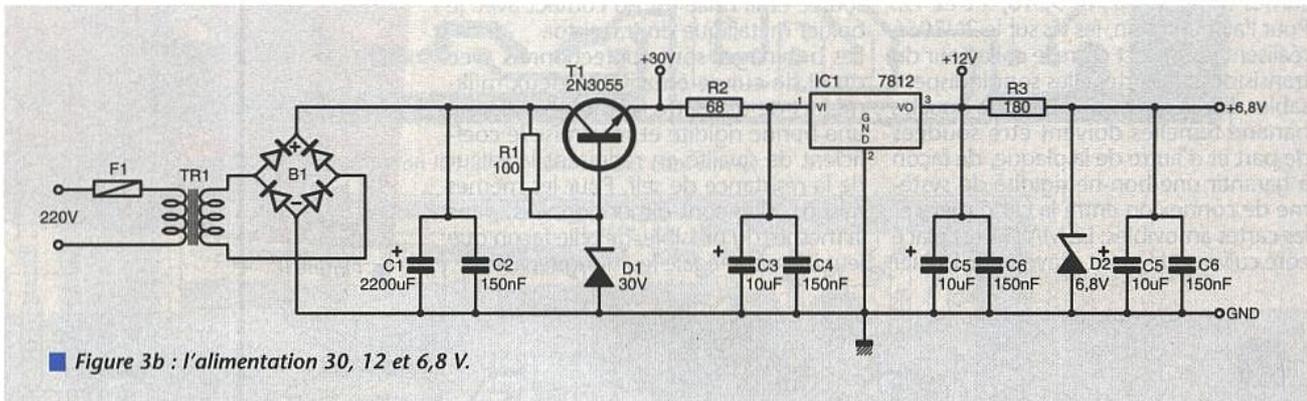
ments réactifs, exceptées les diodes varicap, qui constitue le résonateur et détermine dans une large mesure (l'autre facteur déterminant étant le point de polarisation) le spectre, la puissance et la stabilité des oscillations (taux de dérive en fréquence et en amplitude vis à vis des variations de températures ou de charge), seront montés sur des platines externes amovibles. Certaines de ces platines seront elles-mêmes constituées de douilles pour la connexion de selfs interchangeables. De plus, les extrémités des deux paires de diodes varicap, montées sur la carte mère, sont laissées libres. Cette structure hiérarchique et modulaire garantit un maximum de souplesse. Ainsi les multiples combinaisons envisageables (figure 4) pour la confection du résonateur et pour son interconnexion avec le composant actif et avec les diodes varicap sont réalisables. Nous n'en retiendrons que quelques-unes. Les diodes varicap BB212 et BB105,



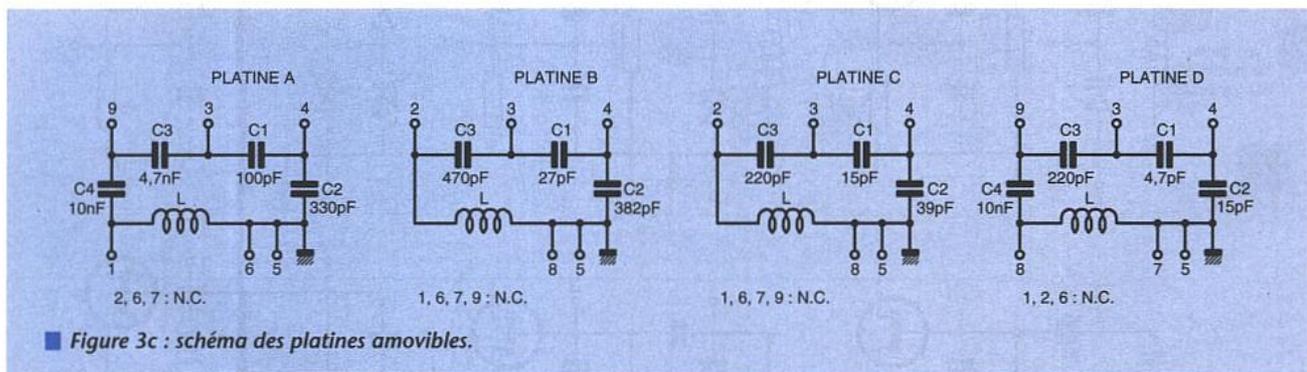
■ La carte alimentation.

ment, pour la gamme HF. La tension de commande des varicap peut également être découplée du circuit, afin d'être connectée avec un signal de balayage externe. Ce découplage s'effectue par l'intermédiaire de SW2. Le dé-

741. Le gain de cet étage est donc ajusté automatiquement, de façon à réduire la dynamique du signal de sortie sur la plage de fréquence balayée. Une tension de référence de valeur réglable, relié à la borne positive du



■ Figure 3b : l'alimentation 30, 12 et 6,8 V.



■ Figure 3c : schéma des platines amovibles.

respectivement pour les gammes HF et VHF, ont été choisies pour la grandeur du rapport C_{max}/C_{min} . Ainsi, pour un rapport de quatre entre C_{max} et C_{min} , la plage théorique de fréquence s'étendra sur une octave. Avec un rapport de neuf, elle couvrira la gamme qui va de F_0 à $3F_0$. Cependant en pratique, il est difficile de dépasser un facteur deux, notamment, dans le cas d'une structure Colpitts, à cause des capacités de réaction C_1 et C_2 , qui s'ajoutent à la capacité des diodes varicap et dégradent le rapport C_{max}/C_{min} . Deux résistances multitours, placées de chaque côté du potentiomètre de commande des varicap, permettent d'ajuster la gamme couverte. La résistance variable RV3, combinée avec l'inverseur SW2 permet de délimiter une deuxième plage de fonctionne-

ment, pour la gamme HF. La tension de commande des varicap peut également être découplée du circuit, afin d'être connectée avec un signal de balayage externe. Ce découplage s'effectue par l'intermédiaire de SW2. Le détecteur à diode, de type classique, est relié à la source du transistor à effet champ par l'intermédiaire d'une capacité de forte valeur qui filtre le continu et laisse passer la HF. Il est suivi d'un amplificateur de courant qui d'une part alimente le galvanomètre et d'autre part fournit le signal de réaction au 741 qui fonctionne en comparateur amplificateur dans la chaîne de pré-régulation du niveau de sortie. Le signal pour la source HF est prélevé dans le circuit de drain à travers une résistance de 47Ω qui réalise l'adaptation avec le MAV11 qui suit. Une deuxième résistance de 47Ω découplée en haute fréquence, mais couplée en continue assure un point de repos suffisamment haut pour éviter l'écrêtage du signal. L'alimentation de l'amplificateur intégré MAV11 est pourvue par la sortie du



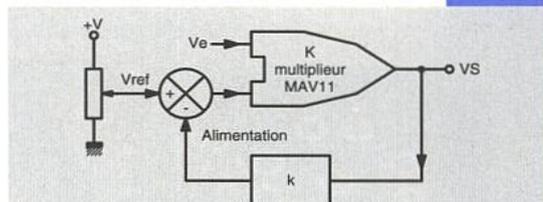
■ La sonde détectrice.

comparateur, complète la boucle de régulation (figure 5). Une sortie atténuée et adaptée est placée à la suite de l'amplificateur, pour la connexion d'un fréquencemètre. Lorsque l'appareil est utilisé en source HF, la lecture du niveau du signal est prise directement sur la sortie, en commutant (SW3) le milliampèremètre sur une sonde externe.

RÉGLAGES ET UTILISATION

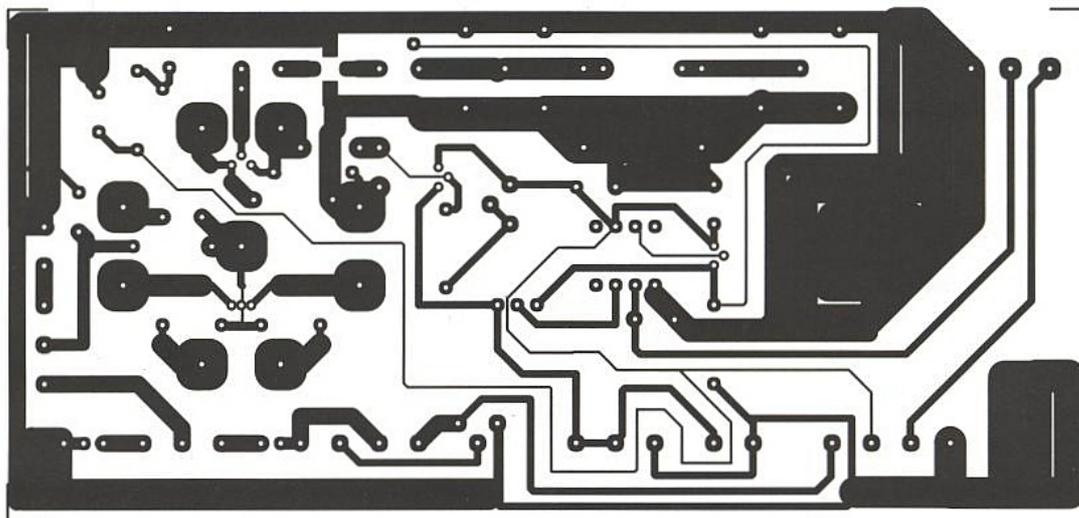
Une fois le montage réalisé, vérifier dans un premier temps le bon fonctionnement des tensions d'alimentation. Puis, connectez la carte d'alimentation avec l'appareil et positionnez une plaquette sans sa self. Contrôlez les polarisations

respectives de chaque transistor ($V_{source} = 2V$) et la tension de commande des varicap, ainsi que la tension d'émetteur du 2N1711, réglable entre 1,2V et 7V, par le biais de P3. Mettez l'appareil en position dipmètre, basculer l'inverseur HF/VHF sur la position correspondant à la self choisie. Commuter le dispositif de commande de balayage sur INT et placez une bobine sur la platine. La dévia-



■ Figure 5 : asservissement en gain du MAV11.

Figure 6 : platine dipmètre côté cuivre.



■ Figure 8 : implantation, attention IC1 et IC2 sont soudés côté cuivre.

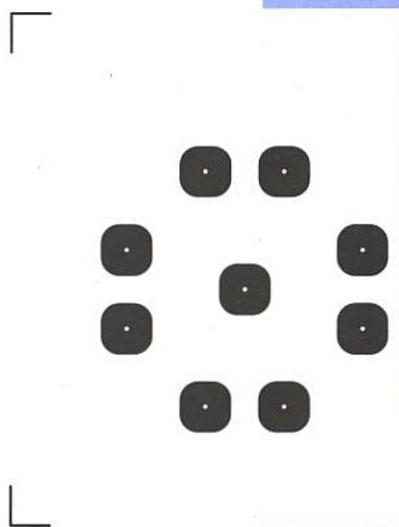
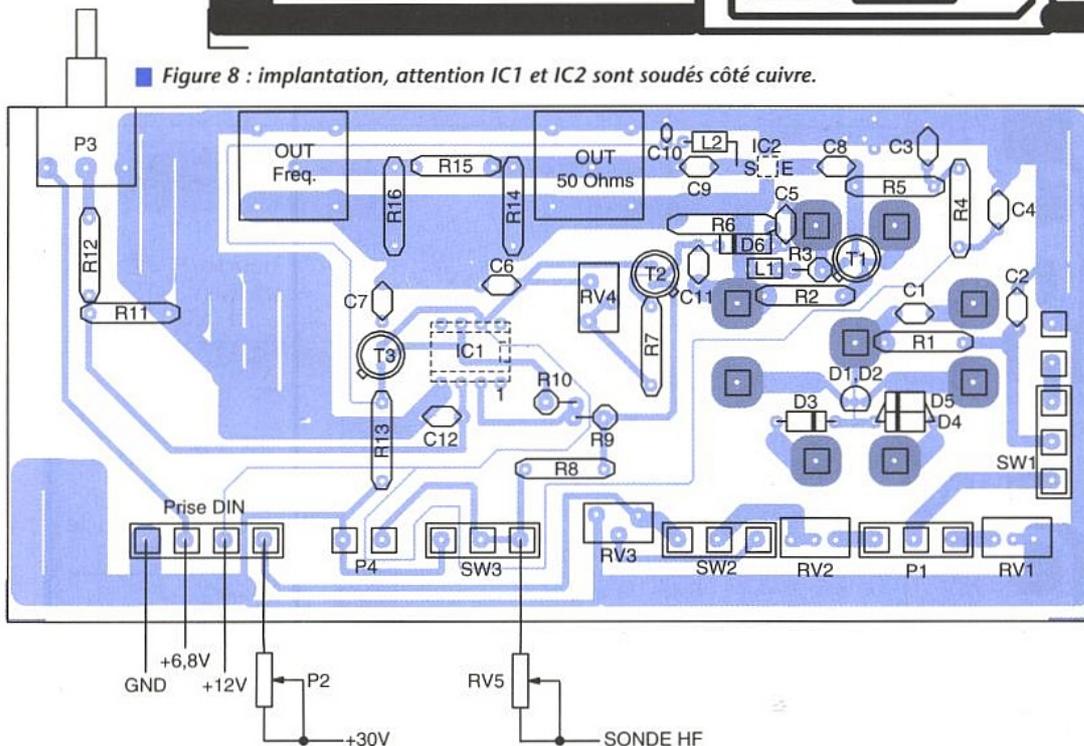


Figure 7 : le «renfort de soudage des douilles».

ACER INDUSTRIE SUPRATOR

Transformateurs variables



Régulation constante
Primaire 220 V

Type	Puissance VA	Tension Second.
M3 250	150	0-250
M4 250	200	0-250
M5 250	350	0-250
M6 250	500	0-250
M7 250	750	0-250
M8 250	1100	0-250
M9 250	1600	0-250
M10 250	2200	0-250

et tout type sur demande

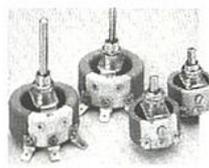
Transformateurs toriques

de 18 VA à 3,3 KVA - Primaire 220 V - Secondaire 2 x 6 V à 2 x 60 V - Spéciaux : sur demande.



Potentiomètres

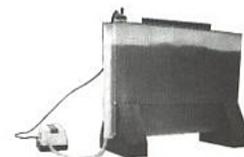
bobinés de 1 à 1000 W



documentation sur demande

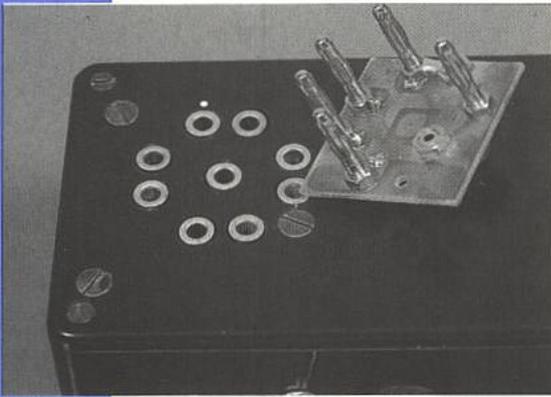
MACHINE A GRAVER V

Monobloc 200 x 300



ACER industrie
42, rue de Chabrol
75010 PARIS

Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29



Une platine et son socle, un point blanc sert de détrompeur.

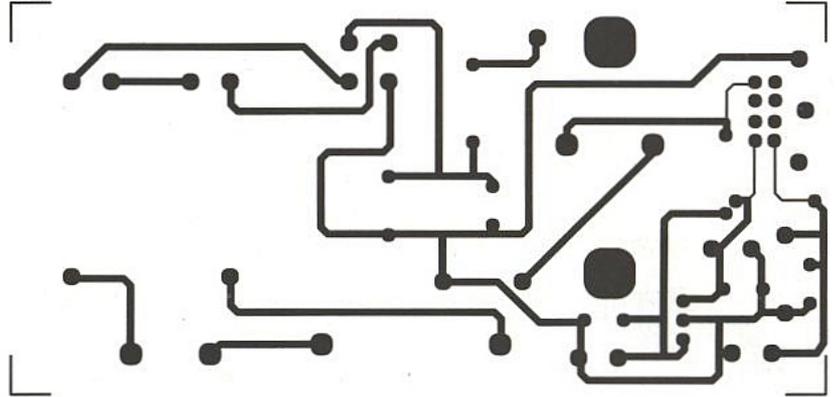
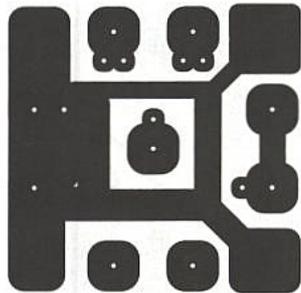
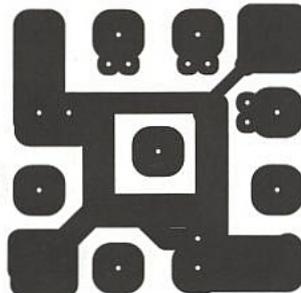


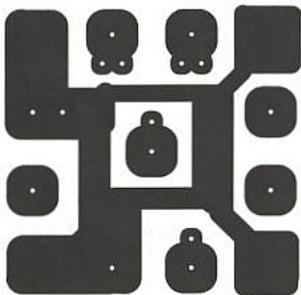
Figure 9



Platine A



Platine B et C



Platine D

Figure 11

Gamme couverte	Platine	Self L
2 → 4 MHz	A avec C1 = 220 pF ; C2 = 680 pF C3 = 10 nF ; C4 = 10 nF	50 spires
4 → 8 MHz		30 spires
7 → 12 MHz	A	17 spires
12 → 23 MHz		8 spires
22 → 32 MHz		8 spires
45 → 60 MHz	B	2 spires
66 → 96 MHz		1 boucle (H = 2 cm, écartement = 15 mm, fil : 20/10)
28 → 40 MHz		8 spires
41 → 59 MHz	C	4 spires
47 → 69 MHz		2 spires
66 → 116 MHz		1 boucle (idem boucle ci-dessus)
96 → 130 MHz	D	1 spire, fil émaillé 10/10, Φ = 5 mm

Note : toutes les selfs, exceptée celle de la dernière gamme, sont réalisées avec un fil de cuivre émaillé 20/10 et leur diamètre vaut 12 mm. Les pattes mesurent environ 3 cm.

Tableau 1 : gammes couvertes et caractéristiques des bobinages.

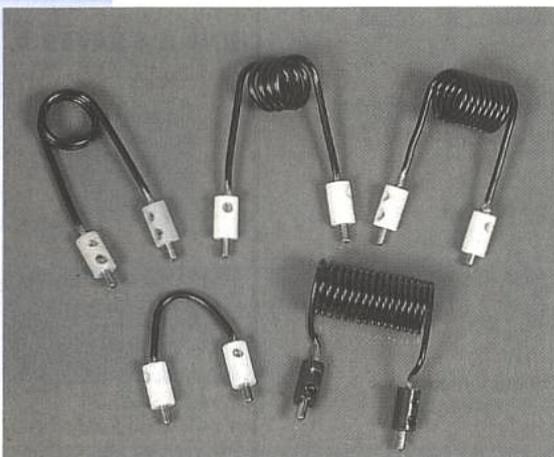
Les selfs de mesure.

tion de l'aiguille du galvanomètre révèle la présence d'une onde, réajuster au besoin le niveau avec le réglage de sensibilité. Connectez un fréquencemètre sur la sortie prévue à cet effet. (Ne restez pas trop longtemps sur la gamme FM, car vous risquez de neutraliser les postes de radio environnant).

Les mesures s'effectuent comme indiqué précédemment. Couplez l'inductance du dipmètre avec le circuit LC à déterminer, faites varier la fréquence jusqu'à l'obtention d'un creux. Lisez alors directement la fréquence sur le fréquencemètre.

Pour l'utilisation en générateur radiofréquence, basculez sur le mode source. Connectez la sonde de sortie et reinjectez le niveau sur le galvanomètre, par l'intermédiaire de la douille banane.

La variation de niveau, sur la gamme couverte est réduite, réglez le niveau moyen à votre convenance (de 0 à quelques mW) en utilisant P3. Déconnectez la sonde et reliez la sortie sur le dispositif à tester (filtre, amplificateur, etc.). Le tableau 1 représente les différentes gammes couvertes et indique les caractéristiques des bobinages utilisés.



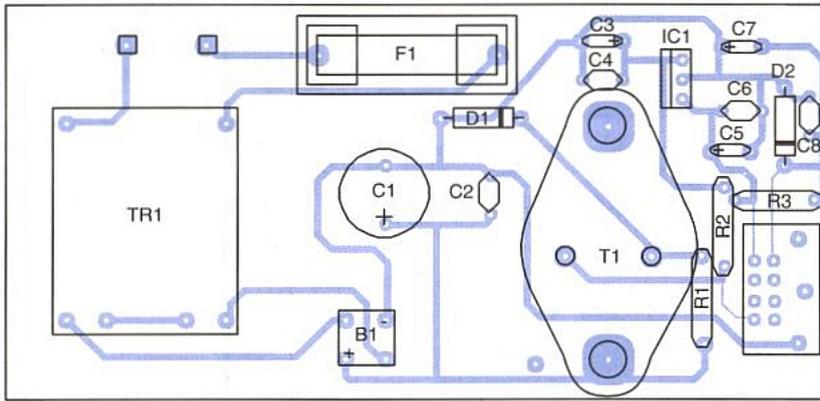
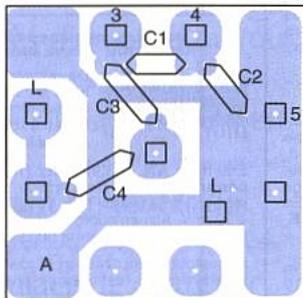


Figure 10 : implantation de la carte alimentation.

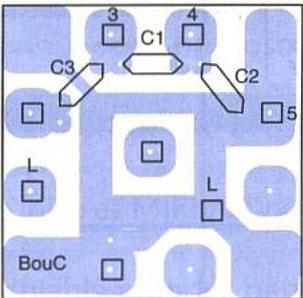
CONCLUSION

Cet appareil n'est pas limitatif et des platines supplémentaires, pour des fréquences supérieures à 150MHz jusqu'au-delà de 200 MHz pourront être développées. De même, différentes structures, pour la constitution du circuit accordé, peuvent être essayées. Enfin, de par ses nombreux ports d'entrée et sortie, il peut être considéré comme un module de base. Combiné avec d'autres éléments, il permettra de réaliser des fonctions plus complexes telles que la wobulation ou la synthèse de fréquence.

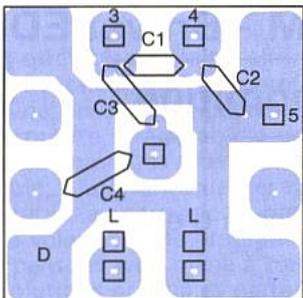
J.P. CONDAMINES



Platine A



Platines B et C.



Platine D

Figure 12 : les platines amovibles.

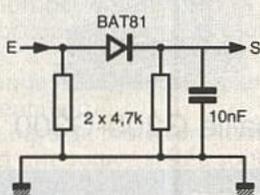


Schéma de la sonde détectrice.

NOMENCLATURE DIPMETRE

Résistances :

RV1, RV2 : résistances ajustables multitours 4,7 kΩ
 RV5 : résistance ajustable 1,2 kΩ
 RV3 : résistance ajustable 2,2 kΩ
 RV4 : résistance ajustable 1 MΩ
 R1, R2 : 100 kΩ
 R3, R8 : 220 Ω
 R16, R4, R5 : 47 Ω
 R6 : 150 Ω
 R7 : 22 MΩ
 R9, R11 : 20 kΩ
 R10, R12 : 10 kΩ
 R13, R14, R15 : 1 kΩ
 P1 : 2,2 kΩ (linéaire)
 P2, P4 : 100 Ω (linéaire)
 P3 : 1 KΩ (linéaire)

Condensateurs :

C1, C2, C3, C4, C6, C7, C10, C11,

C12 : 10 nF (céramique)
 C5, C8, C9 : 1 nF (céramique)

Semi-conducteurs :

D1, D2 : BB212
 D3, D4, D5 : BB105
 D6 : BAT81
 T1 : U310
 T2 : 2N2222
 T3 : 2N1711

Circuits intégrés :

IC1 : LM741
 IC2 : MAV11

Divers :

L1, L2 : self de choc VK200
 SW1, SW2, SW3 : inverseurs bipolaires
 Galvanomètre 1 mA
 Douilles banane femelles étamées pour CI (4 mm)

ALIMENTATION

Résistances :

R1 : 100 Ω, 2W
 R2 : 68 Ω, 2W
 R3 : 180 Ω, 1W

Condensateurs :

C1 : 2200 μF, 63 V (chimique)
 C2, C4, C6, C8 : 150 nF (plastique)
 C3 : 10 μF, 35 V (tantale boule)
 C5, C7 : 10 μF, 25 V (tantale boule)

Semi-conducteurs :

B1 : pont de diode (2A)
 T1 : 2N3055
 IC1 : LM7812
 D1 : zener 30 V, 1A
 D2 : zener 6,8 V - 1A

Divers :

F1 : fusible 2A
 Tr : transfo 2 x 12 V - 3,2 VA

PLATINES

PLATINE A (voir tableau 1 pour 2 à 4 MHz)

Condensateurs :

C1 : 100 pF
 C2 : 330 pF
 C3 : 4,7 nF
 C4 : 10 nF

Divers :

Douilles banane femelles 2,6 mm
 Douilles banane mâles 4 mm non isolées

PLATINE B

Condensateurs :

C1 : 27 pF
 C2 : 82 pF
 C3 : 470 pF

PLATINE C

C1 : 15 pF, C2 : 39 pF, C3 : 220 pF

PLATINE D

C1 : 4,7 pF, C2 : 15 pF, C3 : 220 pF, C4 : 10 nF

MINI-RÉGIE POUR KARAOKÉ OU SONO

La mode veut que chacun

puisse désormais exercer

ses propres talents sur les

succès d'aujourd'hui ou

d'hier. Il est vrai qu'il est

plaisant de tenter de

remplacer le chanteur

vedette ou d'ajouter un chorus musical personnel sur ses airs favoris. L'étude

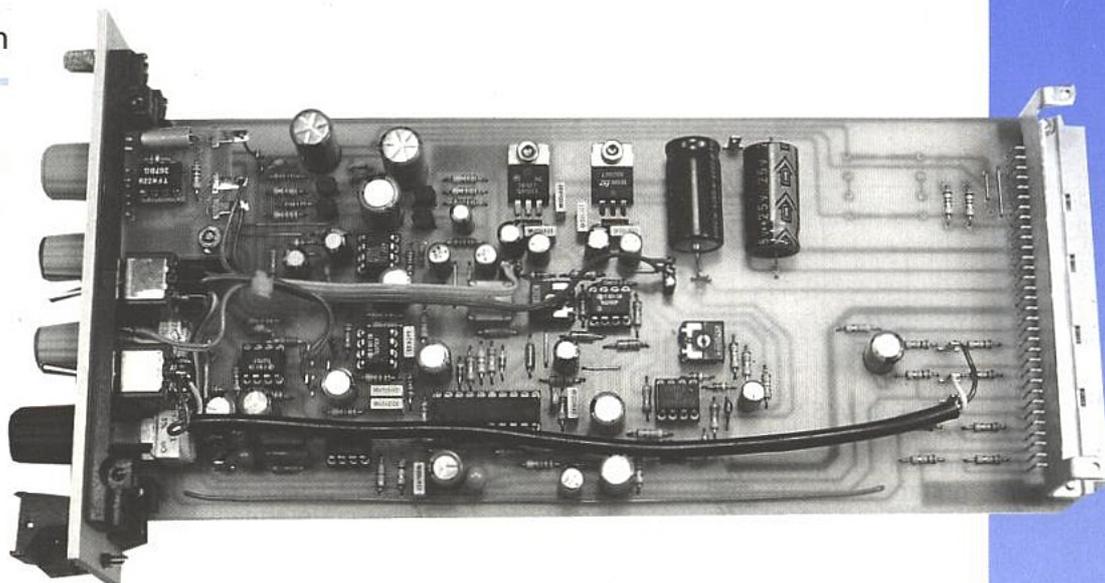
que nous vous proposons ici s'attaque au problème afin d'offrir à «l'amateur»

un son homogène avec celui de la source musicale. Mais nous sommes allés

plus loin, et MIRKAS va permettre de construire également une mini-régie

modulable pour les petites sonorisations d'associations, de lieux de cultes et

même de cabarets.



Notre objectif était d'offrir à tout utilisateur (qu'il soit professionnel ou non) une petite régie très performante, modulable à volonté, simple d'emploi, la plus économique possible, n'utilisant que des composants faciles à approvisionner et extensible à volonté. Vaste programme que nous pensons avoir mené à bien, avec des solutions originales parfois (toujours issues de l'expérience sur le terrain), et que nous illustrerons de mesures significatives.

Une telle étude peut se découper en 4 sections principales :

- 1- traitement d'un microphone ou d'une ligne mono
- 2- gestion des voies stéréo (il est ridicule d'occuper deux voies mono pour cela)
- 3- mélange et amplification les sorties
- 4- alimentation.

C'est la base de toute sonorisation : un micro et une source stéréo sont mélangés puis amplifiés, l'ensemble étant alimenté par piles, batteries, ou réseau EDF. Notre système exige une source 220V, mais pour le reste les extrêmes ont été repoussés au maximum: avec

MIRKAS, on pourra passer du plus petit au plus gros système grâce à bon nombre d'extensions prévues, utilisables ou non à volonté.

SYNOPTIQUE MIC UNIT

La partie qui nous concerne cette fois s'attache au module d'entrée mono, sans aucun doute le plus délicat à traiter. Le synoptique présenté figure 1 en dévoile les secrets. Il est temps d'annoncer que chaque module est prévu au format EUROPE 3U, 220. MICU aura pour contrainte essentielle de se satisfaire de 8 TE soit environ 4 cm de large, donc une face avant «utile» de 29 / 100 mm.

● Que proposer à l'utilisateur dans un espace aussi restreint ?

Nous avons limité nos ambitions en façade à un GAIN, un réglage de graves et un d'aigues, un «volume», une clé «parole/musique», une clé PFL, un

mini VU et une LED de limitation. En face arrière seront disponibles : deux XLR symétriques en opposition de phase (nous expliquerons pourquoi), une clé d'alim phantom, une prise d'insert pré fader et une clé de sélection L, R, L et R. Si on ajoute à cela un bus permettant d'innombrables extensions, un limiteur par voie, des correcteurs facilement modifiables, un gain maximum avant correcteurs de 75 dB (!) plus quelques astuces, force est de constater que l'on a affaire à un petit monstre capable de se mélanger sans honte à une source musicale de qualité, tout en restant très simple à construire et d'un coût fort raisonnable.

Certaines fonctions sont optionnelles ou pourront être câblées une fois pour toutes, ce qui permettra par exemple, dans un lieu de culte, de garder la modestie et la simplicité des commandes mises traditionnellement à disposition sans pour autant sacrifier les performances. Des essais ont été faits avec de nombreux micros bien différents allant du BOUYER 709 (200 Ohms) au NEUMANN à tube en passant par les

sition centrale des potentiomètres correcteurs de tonalité. C'est donc une réponse globale de toute la carte dans les deux modes. Aucune clé «FLAT» ne s'est avérée indispensable au vu de ces résultats «papiers» pas plus qu'aux écoutes. Le léger creux à 60 Hz peut correspondre à un défaut de flat du potentiomètre de graves mais il est fort acceptable (moins de 1dB).

Le dessin montre que le coupe-bas est couplé au correcteur de graves en position «parole». Nous allons voir pourquoi. Oublions donc pour l'instant le limiteur (transparent) ainsi que les indicateurs over/vu, pour s'attacher au correcteur.

Ce dernier comporte deux cellules exploitant des selfs simulées dont le détail et les formules de calcul sont donnés **figure 3** ainsi qu'une «proposition chiffrée» de 30 Hz à 16 kHz.

Ce schéma simple et bien connu, est souvent mal utilisé : certains constructeurs ajoutent un potentiomètre de sélectivité qui - pour des raisons économiques - ne modifie que R2.

Si il est vrai que la sélectivité change, la fréquence centrale également, attention ! Notre commande a pris le nom de «parole-musique» car un microphone est en mesure de capter soit une voix, soit un instrument acoustique. Dans le cas d'une prise de voix, c'est enfoncer une porte ouverte de dire que très rares sont les artistes (ou animateurs) capables de se servir d'un micro de proximité sans générer les POPs habituels sur les lettres P,B,T, etc. Ajoutons à cela un piège courant : même si l'artiste contrôle ses percutantes, on peut «popper» (à grand gain) par le souffle du nez. Bien sûr il est souvent conseillé d'ajouter une bonnette mais c'est une solution qui comporte un inconvénient majeur : aucune n'est réellement «transparente» acoustiquement parlant.

Pour se protéger d'un vent violent en reportage OUI, mais pour les POPs rien de tel que le coupe-bas bien placé (et pas un Baxandall derrière). Il est étonnant de voir des petites consoles récentes, fort complètes, alléchantes et assez performantes (deux départs pré, deux post, égal 4 bandes, etc.) sans coupe bas ! Plus de 200 commandes miniatures (bien que branlantes donc fragiles) dans 5 U, mais pas de LC. Un comble que les bancs d'essais devraient dénoncer avant de tracer des courbes droites 20-20000. Mais une fois encore entre le labo et le terrain il y a un monde, et l'auteur sourit (jaune) en pensant aux résultats d'un banc d'essais de MIRKAS, sans une feuille de route détaillée pour informer le testeur. Idem pour GOU-GEON qui ne vend pas des courbes mais du matériel solide et efficace pour

nos amis forains. Combien de tests sont faits à 40° ambiants (un ampli de puissance dans un car en plein soleil) ? Aucun à notre connaissance et pourtant c'est fondamental. Profitons-en une fois encore pour tenter de sauver quelques instants de fêtes d'été, en conseillant vivement de ventiler les équipements domestiques épisodiquement détournés de leur fonction.

Revenons à notre commutation «parole-musique» ; on constate qu'en position musique le coupe-bas est off et que la correction de graves (à self simulée) est figée à 60 Hz environ. La sélectivité a été soigneusement choisie pour donner du «gras» sans toucher au médium. Il en est de même pour la section aigues placée à 16 kHz. Les courbes obtenues sont visibles **figure 4**.

Acoustiquement parlant, les résultats sont excellents : le grave est rond, plein ; les aigues fines et soyeuses. Aucune agressivité ni acidité : ceci est dû au fait qu'on ne touche quasiment pas à la zone 200 Hz - 4 kHz, même quand les corrections sont au maxi (limitées à +/-12 dB). On est loin du traditionnel Baxandall.

En position parole, comme on s'en doute, le coupe bas à 130 Hz entrerait en conflit avec un correcteur à 60 Hz. Nous avons donc élevé la fréquence centrale du grave à 120 Hz environ afin de donner un peu de chaleur à une voix tout en conservant la protection des explosives.

Ceci nécessite en général une console bien équipée pour arriver à un résultat correct, car à +30 Hz près on peut tomber dans des sonorités de «tuyau» fort désagréables. Après de nombreux essais, les valeurs retenues conviennent bien. Nous avons tracé **figure 5** les courbes de la section correcteur «parole» SANS le coupe

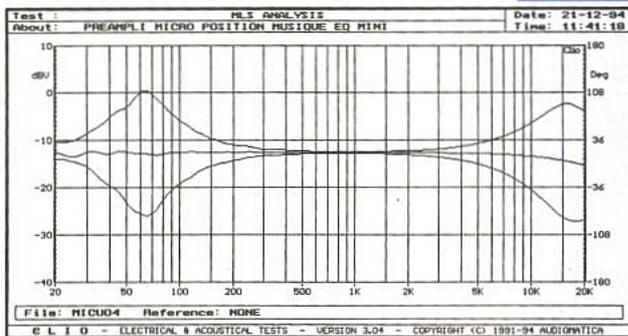


Figure 4 : courbe coupe-bas off correction graves à 60 Hz aigües à 16 kHz.

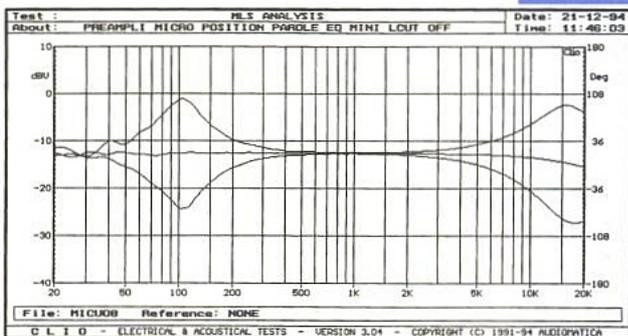


Figure 5 : correcteur parole sans le coupe-bas.

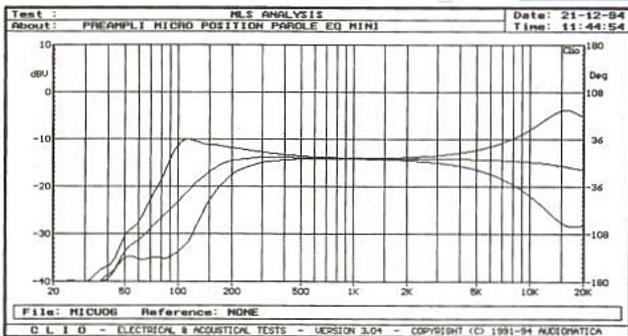
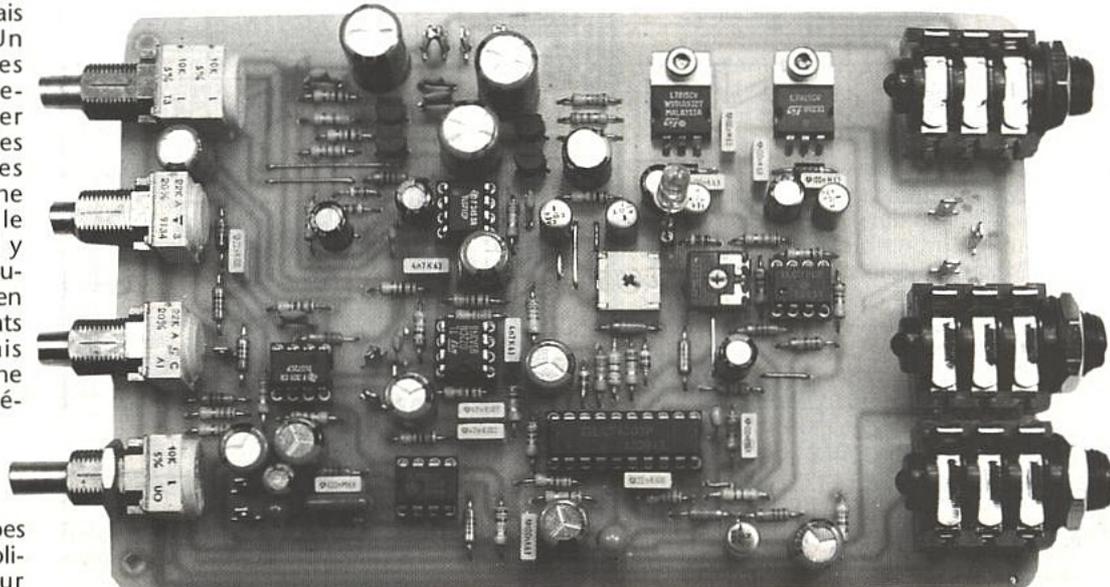
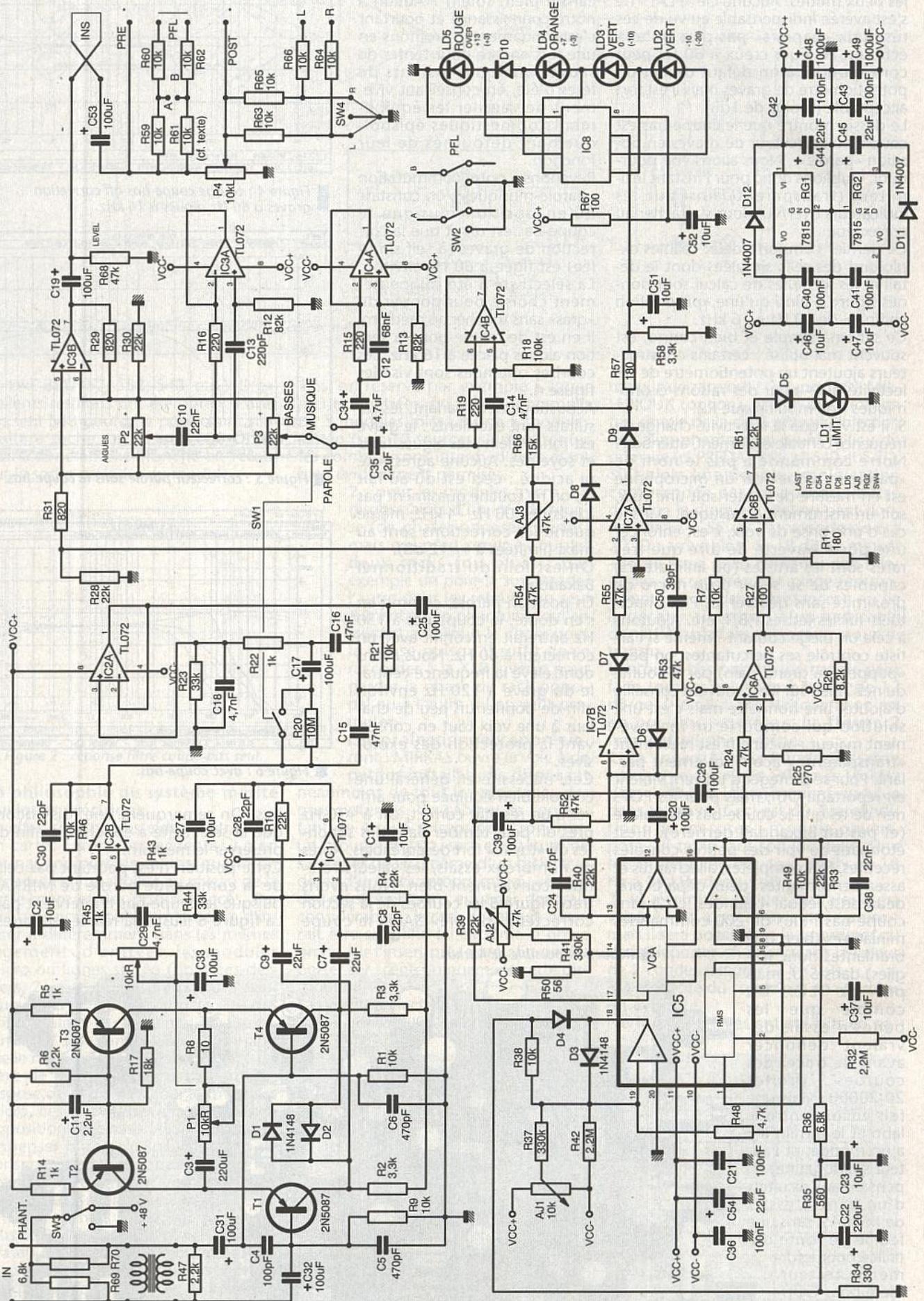


Figure 6 : avec coupe-bas.

■ Réduction possible de Mirkas.



bas. On remarquera une fois encore que la sélectivité a été choisie afin de préserver le médium. Cette position n'est pourtant pas celle de la commande parole de MIRKAS puisque le coupe-bas n'intervient pas. La **figure 6** illustre la réalité, et corres-



■ Figure 7 : le schéma complet.



correctement en limiteur, il faut forcer la commande (voir R35/36/33). On obtient alors une quasi absence de pompage liée à une efficace limitation, pour peu que l'on dispose d'une garde solide ; ce qui est le cas ici (différent d'une protection ampli-HP où, au contraire, on cherche à limiter en fin de garde pour tirer le maximum de puissance).

IC6 mesure la tension de commande de IC5 et la compare à + 6 mV environ afin d'allumer Ld1 quand on a 1 dB d'affaiblissement.

Le VU, construit autour de IC7 et IC8, est câblé de sorte qu'il mesure le signal pré-limiteur. Tout ceci est philosophie de fonctionnement, à la logique du «généiteur» près.

En effet, techniquement parlant, l'étage d'entrée est à grande dynamique pour peu que P1 l'adapte un minimum. Le coupe-bas IC2 est en mesure de modifier considérablement une mesure «pré LC». Il serait donc un peu dommage de forcer l'utilisateur à un recul de P1 si le VU mesurait des excès de basses éliminés par ailleurs. Toutefois, l'étage d'entrée peut se prendre un «pain» dans le grave que le VU ne mesurerait plus si ce dernier ne disposait d'une garde suffisante.

De nombreuses consoles adoptent UN seul point de mesure par tranche considéré comme idéal, ou somment divers points sur un seul indicateur. Mais qui sature, et comment intervenir ? Telle est la question.

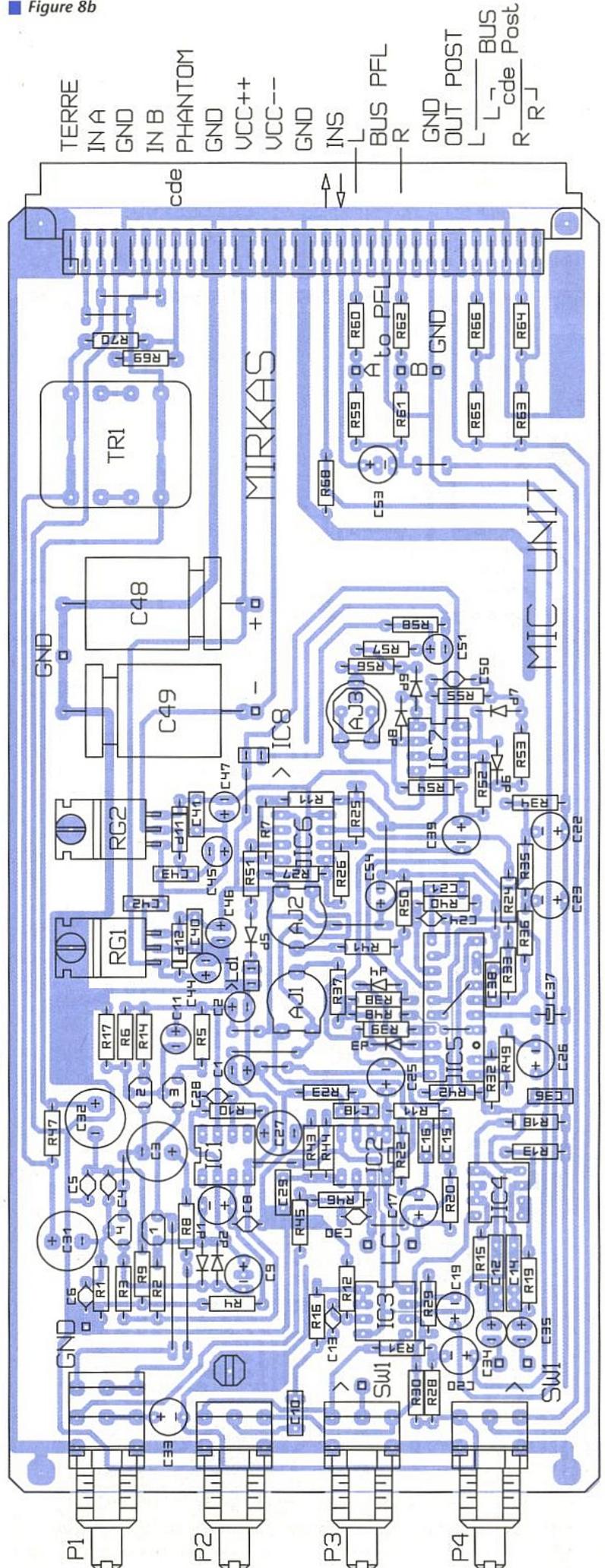
Si on imagine une chaîne simple : pré-ampli (micro ou ligne) et correcteurs, OU faut-il placer le VU (et OVER) ?

Ici il a été choisi de le situer post LC afin d'indiquer à l'utilisateur l'efficacité de la première section de la clé «parole-musique».

Si LC est commuté, l'indicateur témoigne de l'effet post IC2 mais ne dit rien de 7 de IC2. Ainsi, si le préampli est gorgé de graves à la source et LC actif, l'indicateur ne montrera que la résultante. Ceci n'est admissible que si on dispose d'une garde importante (ici 17 dB). Imaginons cette carte sans limiteur et le VU préfader. Il faudrait alors tenir compte à la fois des excès du préampli d'entrée ET des correcteurs en «plus» mais aussi en «moins» ! En effet, outre tenir compte de + 12 dB dans les corrections (donc réduire la garde), il faudrait admettre aussi -12 dB. Dans le grave, la figure 6 montre que si on mesure post correcteur on laisse le champ libre à tous les excès de l'étage d'entrée. Un condensateur et deux résistances permettraient de faire la différence entre LC et non-LC mais il faut bien s'arrêter un jour et fixer un schéma raisonnable.

Avec le limiteur, la garde du correcteur est assurée sans toucher à ce dernier. En marquant, nous nous sommes amusés à placer la détection RMS pré fader donc post correcteurs, ce qui est totalement ridicule : la limite sur bus étant connue, on peut - si les correcteurs sont flat - gagner quelques dB en rapport signal/bruit, mais si le correcteur est en «+» le limiteur va alors raboter les bosses voulues et donc changer le «timbre» de la préparation. Le remède est alors pire que le mal. La

Figure 8b

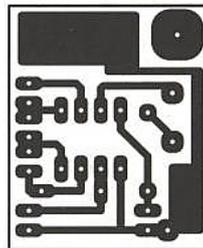
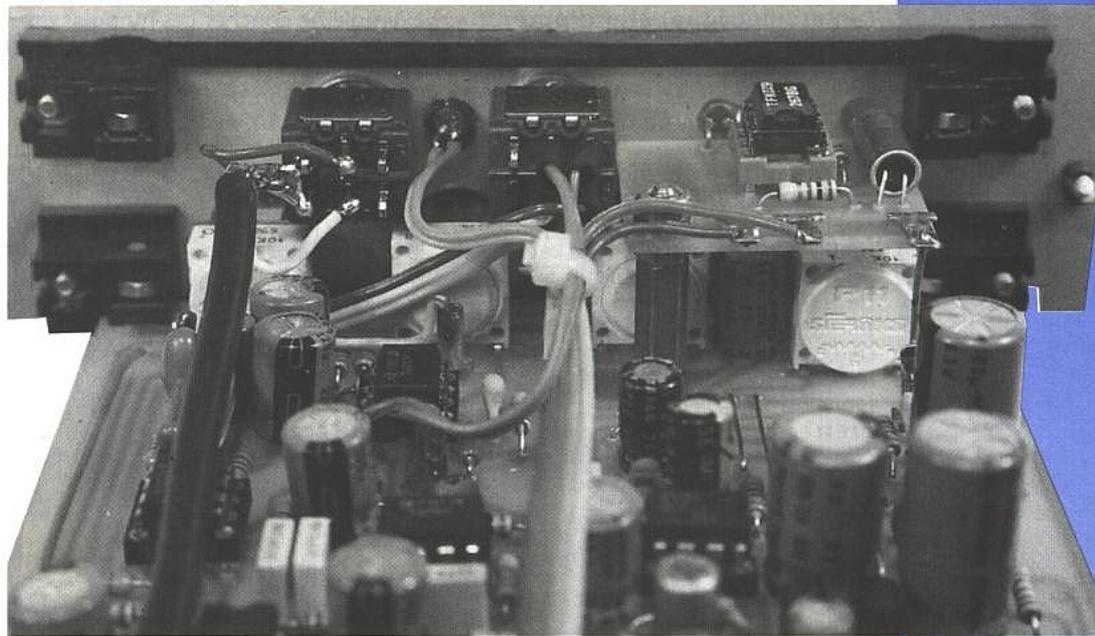


structure adoptée nous a semblé la meilleure : si on surveille la LED OVER (Ld5) afin qu'elle ne s'allume pas trop souvent, on est alors certain que la suite de la chaîne est préservée et que les correcteurs sont bien actifs. Notons toutefois que cette formule est un luxe rare : un limiteur par voie d'entrée en insert pré correcteurs, c'est peu courant voire parfois impossible même par insert externe.

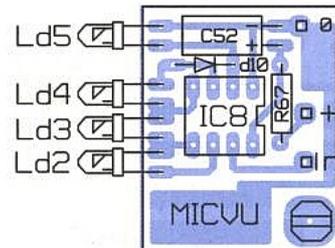
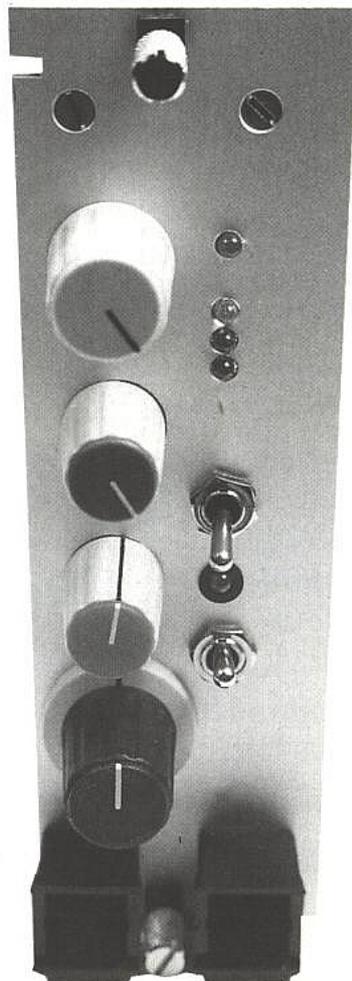
Certains d'entre vous s'étonneront peut-être de la présence de D10 mise en lieu et place d'une LED 0 dB dans IC8 ? C'est voulu, et la raison est simple : par expérience on sait que si il y a 100 LED à allumer, la nature humaine «veut voir» au moins une fois les 100 éclairées (on a peur sans doute que la dernière soit en panne ?). Ainsi un «creux» entre le 0 VU (-3dBu) et OVER (+6dBu) est psychologiquement parlant «payant», surtout avec 17 dB de garde.

Enfin P4 peut être le potentiomètre de volume de la voie, mais aussi un départ retour. Il suffirait alors de le doubler (en se prenant sur le retour d'insert) et au besoin de mettre un vrai fader externe. Comme une paire de bus est libre sur la carte...

La clé PFL met les ponts R59-60 et R61-62 à la masse au repos, et en l'air en activité. Ainsi les résistances de courant sur bus sont de 20 kOhm. Le principe est identique pour le «panoramique» à 3 positions. Si on désire ajouter sur une bande (ou laser) musique une voix et un instrument acoustique, il sera possible avec 3 voies mono de mettre le chant au centre et l'instrument (ou des chœurs) en vraie stéréo. Le module étant équipé de sa propre régulation, les barres d'alims VCC++ et — seront à 20 ou 24V non régulés. Nous verrons que l'alimentation prévue offrira de nombreuses possibilités complémentaires et - comme à notre habitude - pourra être reprise telle qu'elle à d'autres fins.

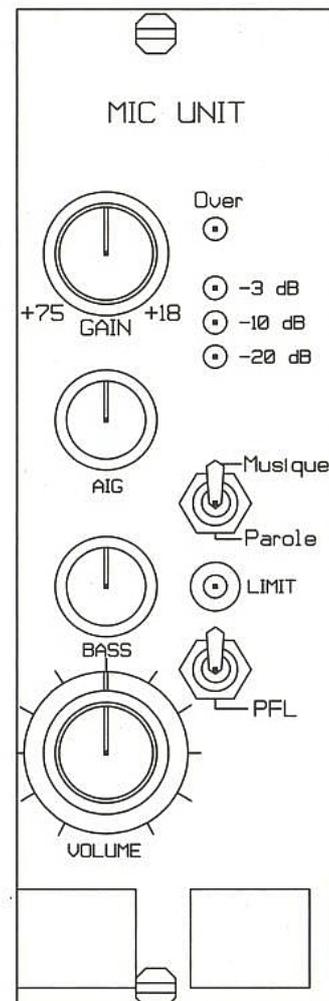


■ La face avant.



■ Figure 9 : carte vu-mètre

■ Figure 10 : ... et sa sérigraphie.



RÉALISATION

Deux circuits imprimés en simple face constituent le module. Le premier, figures 8a et 8b, est la carte Europe par elle-même. Il ne faudra pas oublier les quelques straps, notamment les 2 situés sous IC5. Si l'option transfo est retenue, il faudra donner deux coups de cutter aux rétrécissements des pistes afin d'ouvrir les lignes. Idem si on désire placer un pad (R47 pourra alors simplement être changée).

Des cosses ont été prévues autour de C48 et 49 afin d'alimenter le module sur table sans passer par le 41612. La seconde carte, figure 9, porte le VU et le ramène en face avant. Une colonnette de 15 mm la fixe au circuit principal (derrière P2) et la cosse de masse assure l'immobilisation en rotation (voir photos).

Il ne reste plus alors qu'à effectuer les quelques liaisons pour que le module soit prêt à régler, ce qui est d'une simplicité déroutante : mettre tous les potentiomètres et tous les ajustables à mi-course. Injecter du 1000 Hz à l'entrée

(en asymétrique) afin d'obtenir + 3dBu sur les broches 1 ou 2 de IC 2. Régler alors AJ3 pour allumer tout juste LD5 et AJ1 pour Ld1. Avec AJ2, chercher le minimum de distorsion. C'est tout.

Si l'ensemble a été monté soigneusement, tout doit fonctionner du premier coup, sans surprise et parfaitement. Il est temps alors de raccorder un micro, de straper l'insert, la broche de terre et la masse, puis de raccorder par exemple un casque 600 Ohms (les deux écouteurs en série) et jouer avec les boutons.

Nous sommes certains que vous ne regretterez pas les heures passées à construire ce montage.

La modularité est un atout considérable et votre serviteur se prépare un petit rack pour les fêtes d'été de son petit village. Mais rien n'interdira par

exemple de coucher ces modules dans des racks 1 ou 2U traditionnels. Tout est permis.

Une suggestion de face avant est proposée figure 10. Avant de la personnaliser, il faudra faire très attention car l'espace est restreint. Par exemple IC8 et son support rase la plaque de blindage. Si on décale le VU de 1mm vers la droite c'est terminé : plus de support pour IC8.

Figure 11 nous présentons une unité de carte-mère. La rangée de pastilles à droite indique la position d'un second module 8 TE plus loin (1 TE = 5,08 mm). Les câbles traversent le CI de fond de panier et rejoignent (ou non) les commandes en face arrière. Attention tout particulièrement à SW 3 : ne pas mettre le bus phantom à la masse...

Si on souhaitait réduire le gain énorme

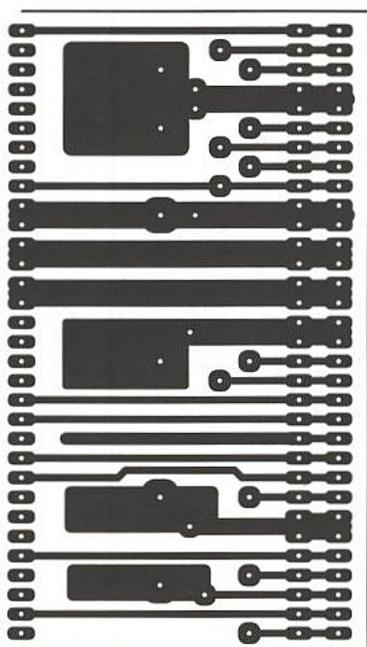
de l'étage d'entrée, deux possibilités (cumulables) : augmenter R9 ou (et) opter pour P1 à 22 kOhms L.

CONCLUSION

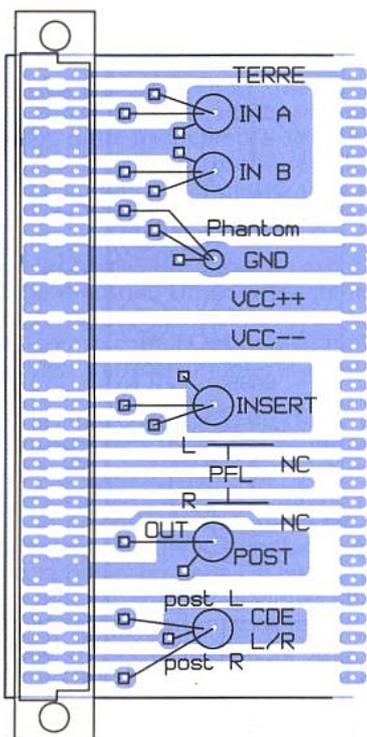
L'auteur est désolé d'avoir présenté des photographies de maquettes «labourées de modifs», mais jusqu'à la dernière minute une possibilité de plus s'imposait, et une autre encore...

La piste d'insert câblée (fil rouge) n'est pas très élégante, mais on lui pardonnera quand une chambre à échos entrera en action ! Bien entendu, les dessins proposés ici ont été mis à jour et comme d'habitude vos réalisations seront toujours plus jolies que les nôtres. Tant mieux, et à suivre...

Jean ALARY



■ Figure 11 : une unité carte-mère.



NOMENCLATURE MIC UNIT

Résistances :

R1, R7, R9, R21, R38, R46, R49, R59 à R66 : 10 kΩ
 R2, R3, R58 : 3,3 kΩ
 R4, R10, R28, R30, R33, R39, R40 : 22 kΩ
 R5, R14, R22, R43, R45 : 1 kΩ
 R6, R47, R51 : 2,2 kΩ
 R8 : 10 Ω
 R11, R57 : 180 Ω
 R12, R13 : 82 kΩ
 R15, R16, R19 : 220 Ω
 R17 : 18 kΩ
 R18 : 100 kΩ
 R20 : 10 MΩ
 R23, R44 : 33 kΩ
 R24, R48 : 4,7 kΩ
 R25 : 270 Ω
 R26 : 8,2 kΩ
 R27, R67 : 100 Ω
 R29, R31 : 820 Ω
 R32, R42 : 2,2 MΩ
 R34 : 330 Ω
 R35 : 270 Ω
 R36, R69, R70 : 6,8 kΩ
 R37, R41 : 330 kΩ
 R50 : 56 Ω
 R52 à R55, R68 : 47 kΩ
 R56 : 15 kΩ

Ajustables :

AJ1 : 10 kΩ
 AJ2, AJ3 : 47 kΩ

Potentiomètres P11 :

P1 : DUO 10 kΩ Log
 P2, P3 : 22 kΩ Lin
 P4 : 10 kΩ Log

Condensateurs :

C1, C2, C23, C37, C46, C47, C51, C52 : 10 μF 25V

C3, C22 : 220 μF 25V
 C4 : 100 pF
 C5, C6 : 470 pF
 C7, C9, C44, C45 : 22 μF 40V
 C8, C28, C30, C54 : 22 pF
 C10, C38 : 22 nF
 C11, C35 : 2,2 μF 25V
 C12 : 68 nF
 C13 : 220 pF
 C21, C36, C40 à C43 : 100 nF
 C14, C15, C16 : 47 nF
 C17, C19, C20, C25 à C27, C31 à C33, C39, C53 : 100 μF 25V
 C18, C29 : 4,7 nF
 C24 : 47 pF
 C34 : 4,7 μF 25V
 C48, C49 : 1000 MF 25/35 V
 C50 : 39 pF

Semiconducteurs :

IC1 : TL071
 IC2 à IC4, IC6, IC7 : TL072
 IC5 : THAT 4301
 IC6 : TFK 267
 T1 à T4 : 2N5087
 D1 à D10 : 1N4148
 D11, D12 : 1N4007
 RG1 : 7815
 RG2 : 7915

Ld1, Ld5 : LED 3 mm rouge
 Ld2, Ld3 : LED 3 mm verte
 Ld4 : LED 3 mm orange

Divers :

TR1 (option) : SP61 MILLERIOUX
 Connecteur 41612 ac + porte-carte
 8TE 220 + blindage
 SW1, SW2 : inverseur bipolaire
 SW3 : inverseur unipolaire
 SW4 : inverseur unipolaire 3 positions tenues
 Cosses, supports IC, support LED 3 mm, visserie, boutons.

KIT 8051

Voici un montage qui

rendra bien des services

aux programmeurs

fatigués d'effacer et de

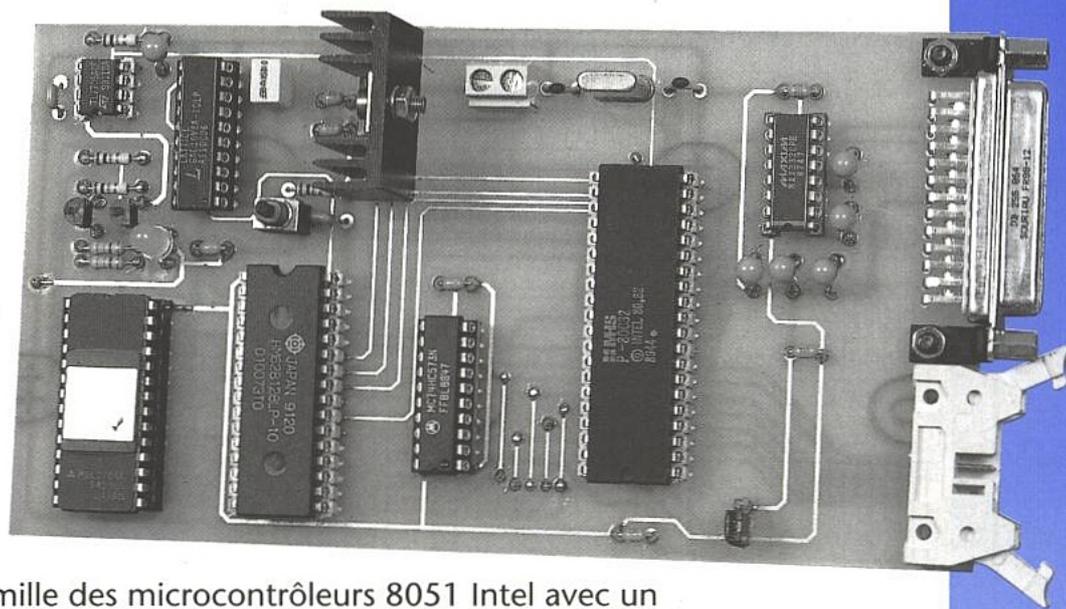
griller des EPROM. Celui-

ci permet de télécharger

des programmes au

format Intel.Hex pour la famille des microcontrôleurs 8051 Intel avec un

environnement mémoire confortable, le tout pour un prix très raisonnable.



SCHEMA

L'utilisation d'une mémoire RAM de 128 Ko paginée en deux blocs de 64 Ko permet de bénéficier du maximum de mémoire adressable par le μP :

- soit 64 Ko de mémoire de programme

- et 64 Ko de mémoire de données.

Une GAL de type 16V8 permet d'intégrer toute la logique de décodage mémoire ainsi que la logique de commutation du reset. Au reset, le μP démarre sur le programme de téléchargement contenu dans l'EPROM 2764. Dans cet état le μP voit 64 Ko de mémoire données qui lui servira à stocker le programme à télécharger (l'autre bloc de 64 Ko n'étant pas encore accessible). En fin de chargement, le μP envoie une impulsion de reset sur le circuit 7705 via son port P1.0 qui va commander la GAL pour «rebooter» à nouveau non pas sur l'EPROM, mais sur la mémoire

de données qui devient alors mémoire de programme. L'autre bloc de 64 Ko devient alors accessible en tant que mémoire de données.

Une LED bicolore permet de distinguer le mode dans lequel l'on se trouve :

- soit vert pour le mode téléchargement,

- soit rouge pour le mode exécution.

Il est évident que le port P1.0 reste utilisable en mode exécution, celui-ci étant actif seulement pour le démarrage automatique en fin de téléchargement.

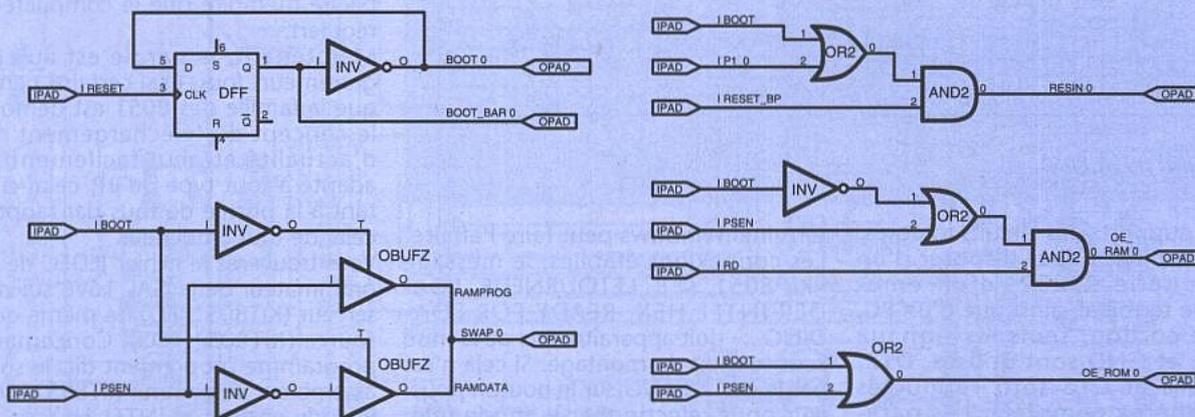
Le commutateur sur la pin31 du μP permet l'utilisation d'un 8751 avec EPROM interne, programmé avec le contenu de l'EPROM «BOOTLOADER» à condition de placer le cavalier à Vcc et de ne pas monter l'EPROM. En effet, le programme de chargement respecte l'architecture du 8051, ce qui permet de monter le type de microcontrôleur voulu (8031, 8032, 8751,

etc.). La version avec EPROM nécessitant la mise à la masse de la pin31 du μP .

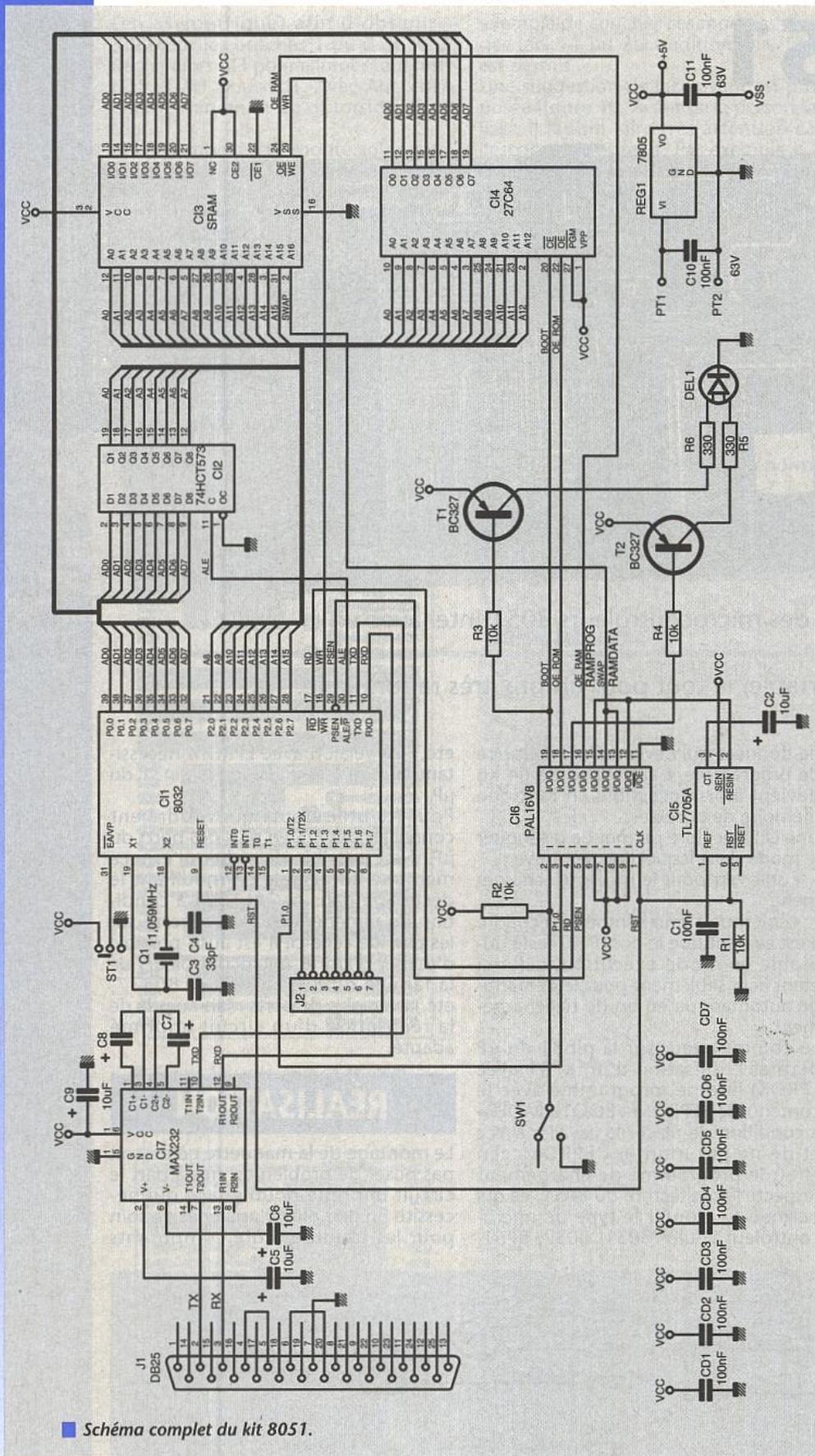
Pour les utilisateurs qui voudraient connecter des E/S en plus des ports du μP , il est possible de réduire l'espace mémoire adressable en modifiant le décodage dans la GAL16V8 à condition de ramener des fils d'adresse sur les pins de celle-ci. Il est aussi possible d'utiliser d'autres microcontrôleurs de la famille du 8051 (80552, 80537, etc.) avec plus de ports mais au prix de la réalisation d'un circuit imprimé adapté.

RÉALISATION

Le montage de la maquette ne devrait pas poser de problèmes, mis à part le circuit imprimé double face qui nécessite un peu plus d'agilité et de soin pour les soudures côté composants



■ Schéma logique de la GAL.



■ Schéma complet du kit 8051.

sous les supports des circuits intégrés. Le kit terminé, il faut disposer d'un cordon série RS232, d'un émulateur de terminal, ainsi que d'un PC. Pour le cordon, seuls les signaux RX, TX, et GND sont utilisés, DTR, DSR, RTS et CTS sont rebouclés (voir schéma complet). Les paramètres de communication sont fixés à 9600 Bauds, no parity, 8 bits, 1 stop bit. L'utilisation de Procomm, ou du

terminal Windows peut faire l'affaire. Les connexions établies, le message «Kit 8051, © R. LETOURNEUR, LOADER INTEL.HEX, READY FOR LOADING...» doit apparaître lors de la mise sous tension du montage. Si cela n'est pas le cas, appuyer sur le bouton poussoir pour sélectionner le mode téléchargement (la LED doit s'allumer vert). Le message d'accueil reçu, il faut envoyer un programme «linké» au

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2, R3, R4 : 10 kΩ
R5, R6 : 330 Ω

Condensateurs :

C1, C10, C11 : 100 nF
C3, C4 : 33 pF
C2, C5 à C9 : 10 µF
CD1 à CD7 : 100 nF

Semi-conducteurs :

T1, T2 : BC327
LED1 : TLUV5300 bicolore
Telefunken

Circuits intégrés :

IC1 : 80C32
IC2 : 74HCT573
IC3 : 628128P.8 SRAM 128 KX 8,
85 ns
IC4 : 27C64
IC5 : TL 7705
IC6 : GAL 16 V8-10P
IC7 : MAX232
REG1 : LM 7805CT

Divers :

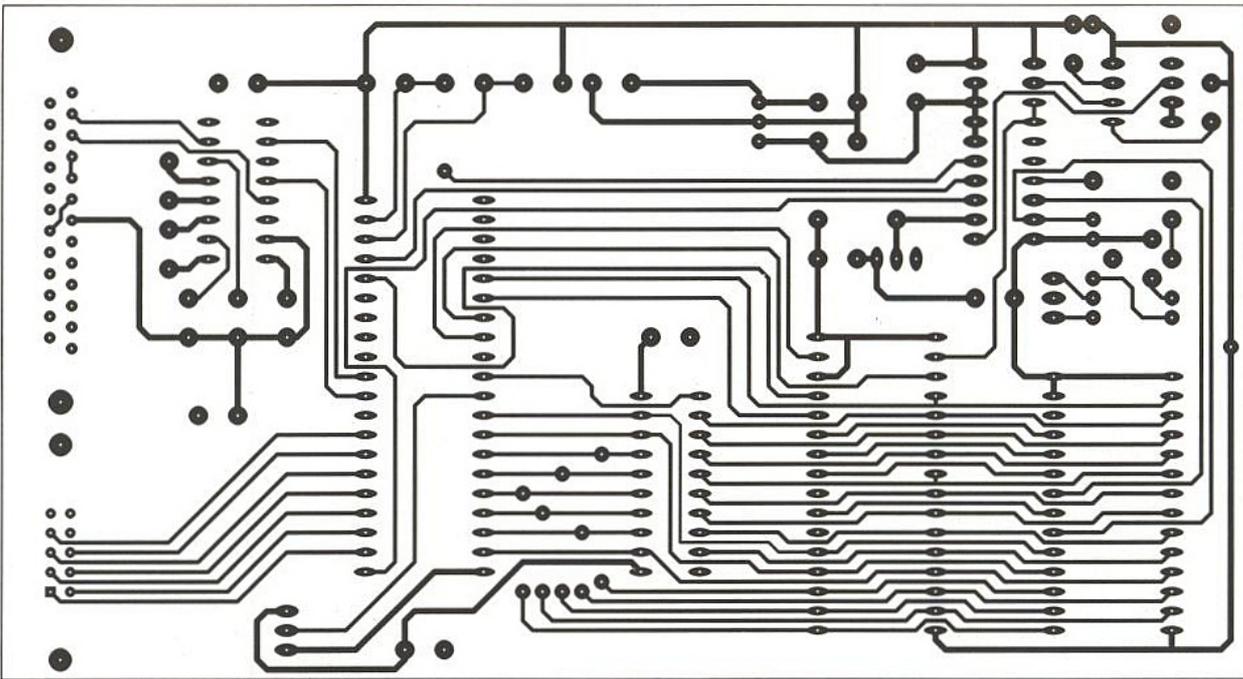
1 poussoir série
1 quartz 11,059 MHz HC18U

format Intel.Hex. A titre d'exemple, l'auteur a fourni le contenu de l'interpréteur basic du 8052 Intel à condition d'équiper le kit d'un 8032. Lorsque le programme est entièrement chargé, la LED doit s'allumer automatiquement en rouge, le µP étant en mode exécution. Le logiciel signale, et abandonne le téléchargement si une erreur de checksum dans le fichier transmis est détectée. Pour les essais du basic 8052, il faut envoyer un caractère d'espace (20H) pour obtenir le message d'accueil familier pour les connaisseurs. Les «fans» du Basic pourront même remplacer l'EPROM «BOOTLOADER» par l'interpréteur basic, et les voilà en possession d'un système de développement basic avec 64 Ko de mémoire au lieu de télécharger l'interpréteur.

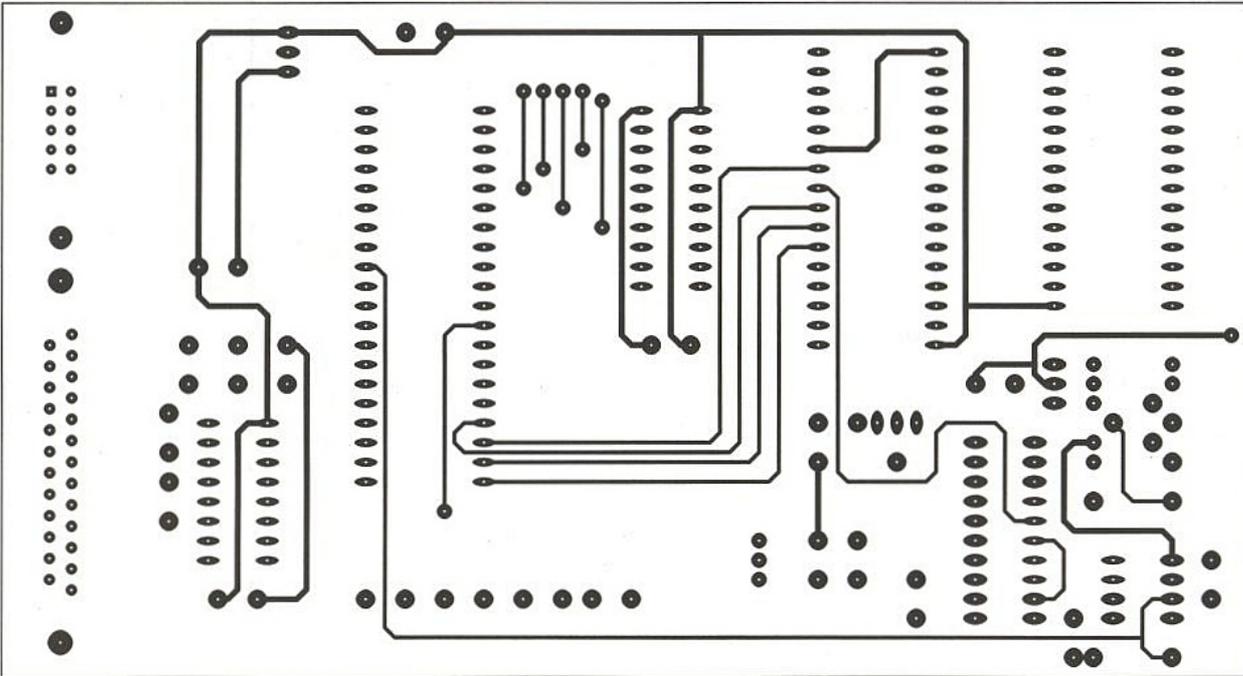
La programmation en langage C est tout à fait adaptée au kit de par la capacité mémoire que le compilateur C requiert.

Maintenant, la parole est aux programmeurs fous, et si certains pensent que la famille des 8051 est démodée, le concept du téléchargement reste d'actualité et peut facilement être adapté à tout type de µP, celui-ci restant à la portée de tous par rapport à celui de tout émulateur.

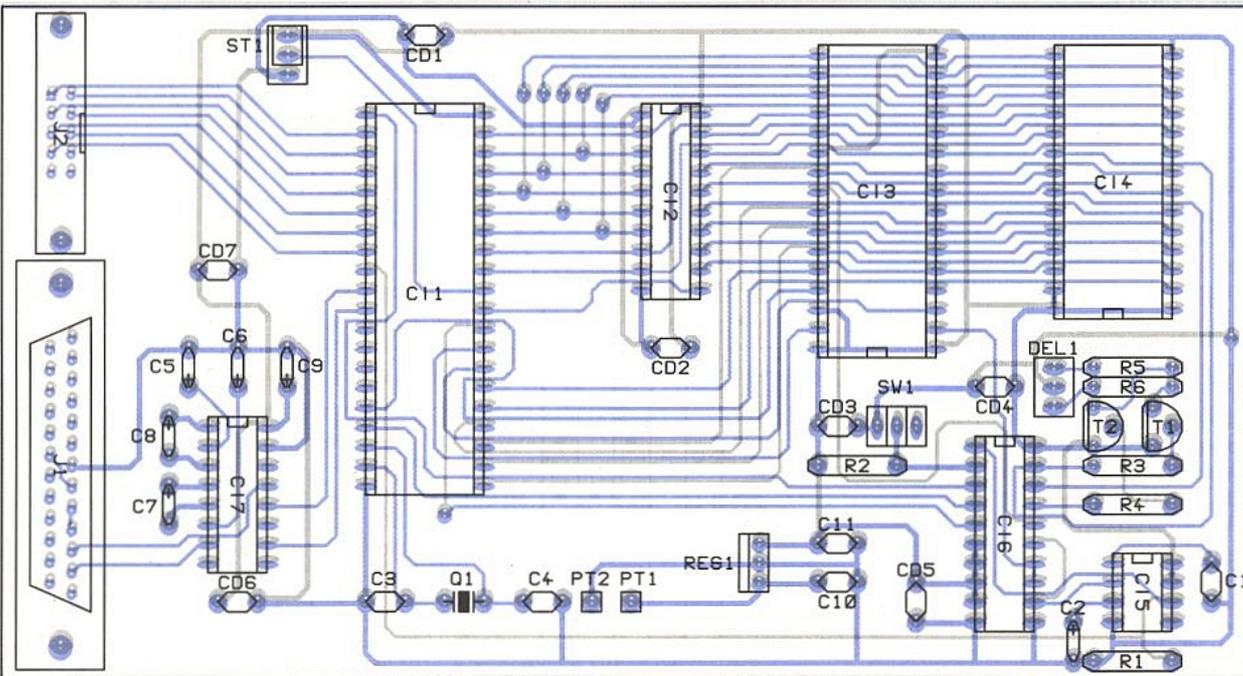
Vous trouverez le fichier JEDEC de programmeur de la GAL 16V8 sur notre serveur (KIT8051.JED) de même que la source (KIT8051.PDS). Concernant le programme proprement dit, le source assembleur se nomme KIT8051ASM et le code en format INTEL.HEX de programmation de l'EPROM, KIT8051.HEX.



■ Côté cuivre.



■ Côté composants.

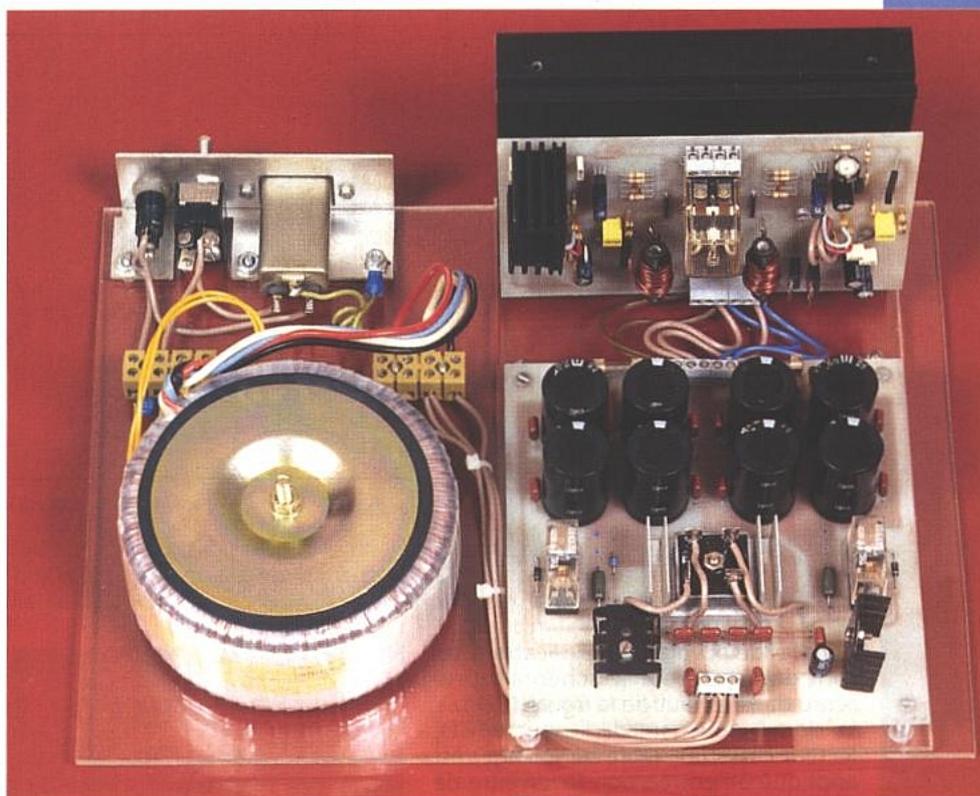


■ Implantation.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE STÉRÉO

75 W/4 Ω - 38 W/8 Ω

Le domaine des amplificateurs de puissance, surtout lorsque ces derniers présentent des caractéristiques intéressantes pour un prix de revient somme toute limité, passionne encore un grand nombre d'amateurs électroniciens. C'est la raison pour laquelle nous avons décidé de proposer



cette réalisation simple, de fabrication facile mais présentant néanmoins quelques petites améliorations rendant cet amplificateur et les enceintes qui lui seront attachées pratiquement indestructibles.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ LM12

Si nous avons pu obtenir une maquette aussi compacte, c'est par l'utilisation de circuits intégrés intégrant pratiquement toute l'électronique nécessaire entre autre, à la fabrication d'amplificateurs de puissance. Le schéma interne du LM12 est reproduit en **figure 1** et le brochage du boîtier est donné en **figure 2**. Le LM12 est un amplificateur opérationnel de puissance. La version LM12 et LM12C peut être alimentée entre + et - 40V, ce qui permet de disposer en sortie de l'AOP d'une tension d'environ + et - 35V. La version LM12L et LM12CL accepte une alimentation maximale de + et - 30V et l'on obtient en sortie + et - 25V. Le courant fourni dans les deux cas peut atteindre + et - 10A. Cependant, des pointes de 800W de dissipation sont acceptées par le

composant, ainsi que des surtensions sur les lignes d'alimentation pouvant atteindre + et - 50V (LM12C) et + et - 40V (LM12CL) sans crainte pour l'électronique. Employé en amplificateur audio, et dans le pire des cas, la distorsion atteint 0,05% pour une bande passante de 60kHz.

Le LM12 possède des protections internes très efficaces qui le rendent pratiquement indestructible :

- protection de l'entrée
- connexion contrôlée de l'étage de puissance vers la sortie
- limitation thermique
- protection contre les surtensions
- courant de sortie limité.

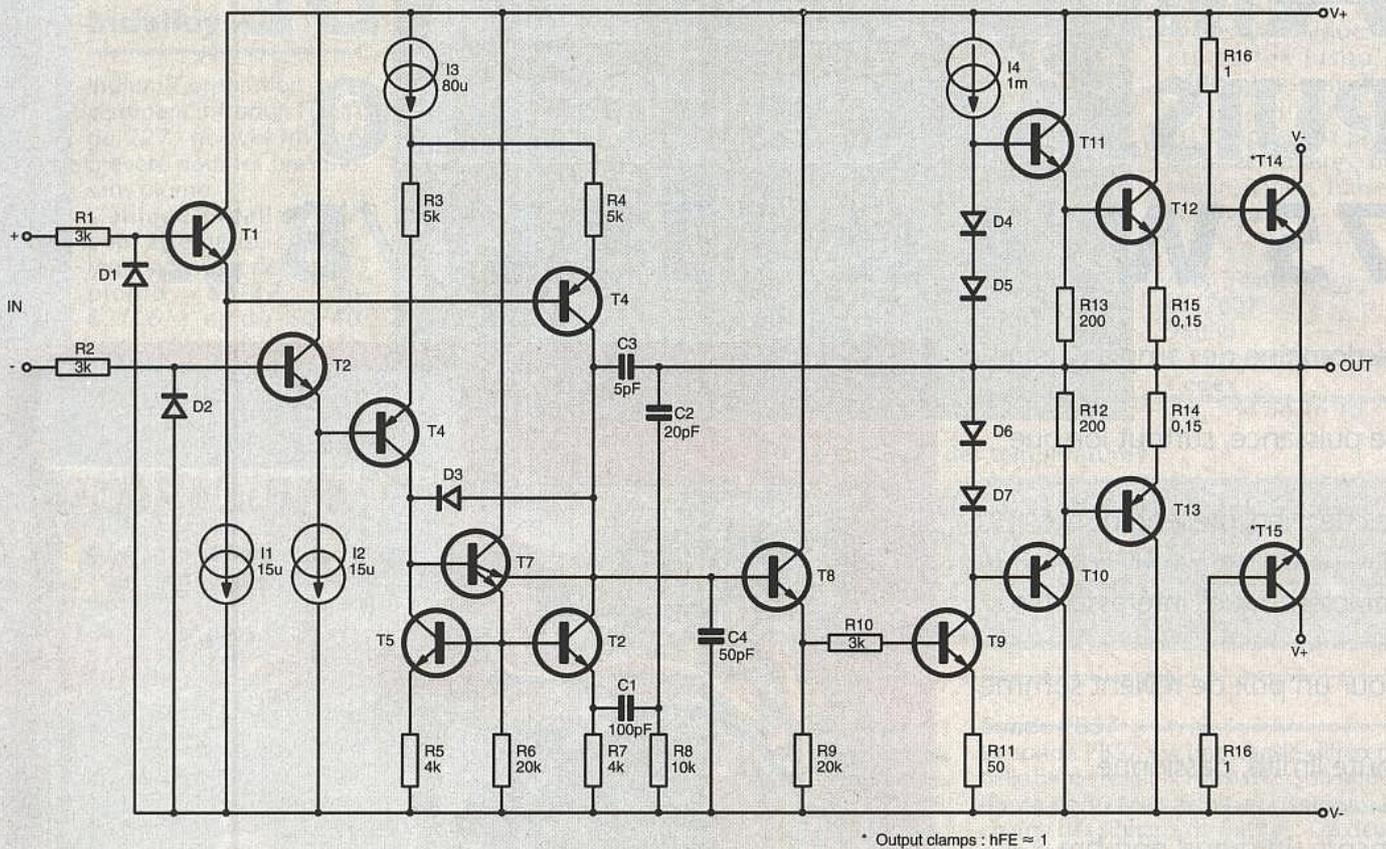
La connexion de l'étage de puissance est contrôlée en laissant ce dernier ouvert tant que la tension d'alimentation totale n'atteint pas 14V. La sortie est également déconnectée de la charge si la température du boîtier excède 150°C ou si la tension d'alimentation

totale approche la tension de claquage des transistors de sortie.

Le LM12 est compensé pour un gain unitaire avec petits signaux et une bande passante de 700kHz. Le temps de montée (slew-rate) est de 9V/μs. Plusieurs de ces AOP peuvent être montés en parallèle ou en pont pour augmenter la puissance de sortie. Ils peuvent ainsi être employés comme alimentations stabilisées, régulateurs haute tension, amplificateurs audio de haute qualité, positionneurs de têtes de lecture, et être employés dans les traceurs X-Y comme drivers de moteurs ou servo-moteurs.

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Le schéma de principe est donné en **figure 3** et apparaît d'une grande simplicité. La configuration étant la même



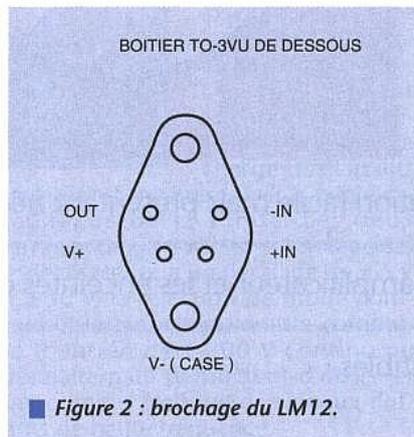
■ Figure 1: structure interne des LM12.

pour les deux voies, les explications seront données pour le schéma représenté dans le haut de la figure (CI1). Le signal provenant de la source (CD, lecteur cassettes, table de mixage) est appliqué à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel au moyen d'un condensateur de 1µF. Ce sont les résistances R5 et R6 qui fixent le gain de l'amplificateur porté ici à 22,5 - $G_v = (1 + R6/R5)$. Ce gain peut d'ailleurs être légèrement augmenté et porté à 24 par augmentation de la valeur de la résistance de contre-réaction R6. Le condensateur C28 de 3,9 pF évite la mise en oscillation du circuit aux hautes fréquences et limite la bande passante aux alentours de 40kHz.

Les condensateurs C29, C30, C31 et C32 découplent les broches d'alimentation du circuit intégré, pour éviter toute oscillation parasite de ce dernier. Les diodes D4 et D5 demandent une explication quant à leurs connexions entre la sortie et chaque ligne d'alimentation.

Quand un amplificateur à étage de sortie push-pull arrive à sa puissance de sortie maximale alors qu'il est connecté à une charge inductive (dans notre cas, le filtre répartissant les différentes fréquences entre les haut-parleurs de l'enceinte constitué de condensateurs et de selfs), l'énergie emmagasinée dans les inductances peut conduire la sortie à présenter une tension d'amplitude supérieure à la tension d'alimentation.

Le LM12 comporte en interne des diodes qui peuvent tenir plusieurs am-



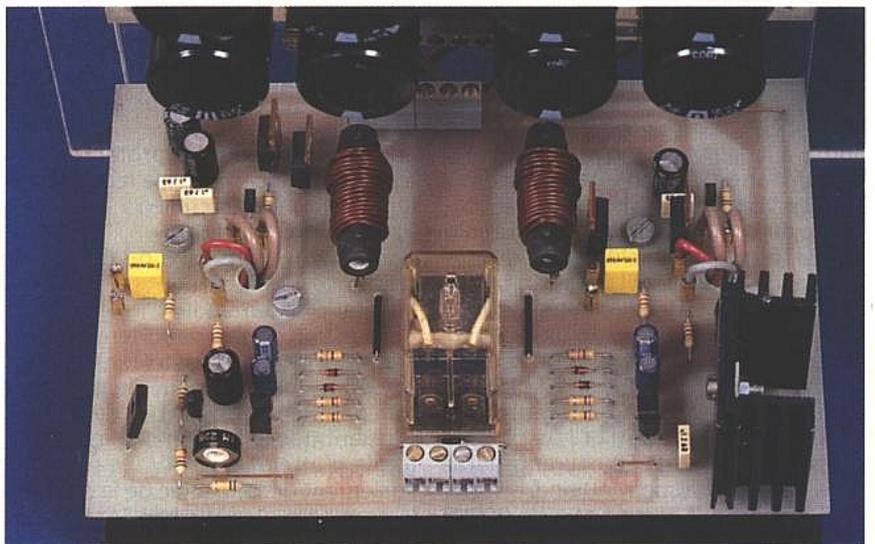
■ Figure 2 : brochage du LM12.

pères pendant un temps de quelques millisecondes mais des conditions extrêmes peuvent conduire à la destruction du circuit intégré.

Ces diodes de clamp (diodes de limitation) ne sont donc pas parfaites et il est nécessaire de prévoir des diodes externes.

Si l'on souhaite une protection maximale, elles devront être très rapides et pouvoir drainer un courant important. C'est pourquoi nous avons choisi des diodes ultra-rapides d'un temps de commutation maximale de 26ns et pouvant supporter en continu un courant de 7,5A et de 80A en pointe (diodes BYW29 en boîtier TO220 à

■ La carte ampli, les LM12 sur leur refroidisseur sont au dos.



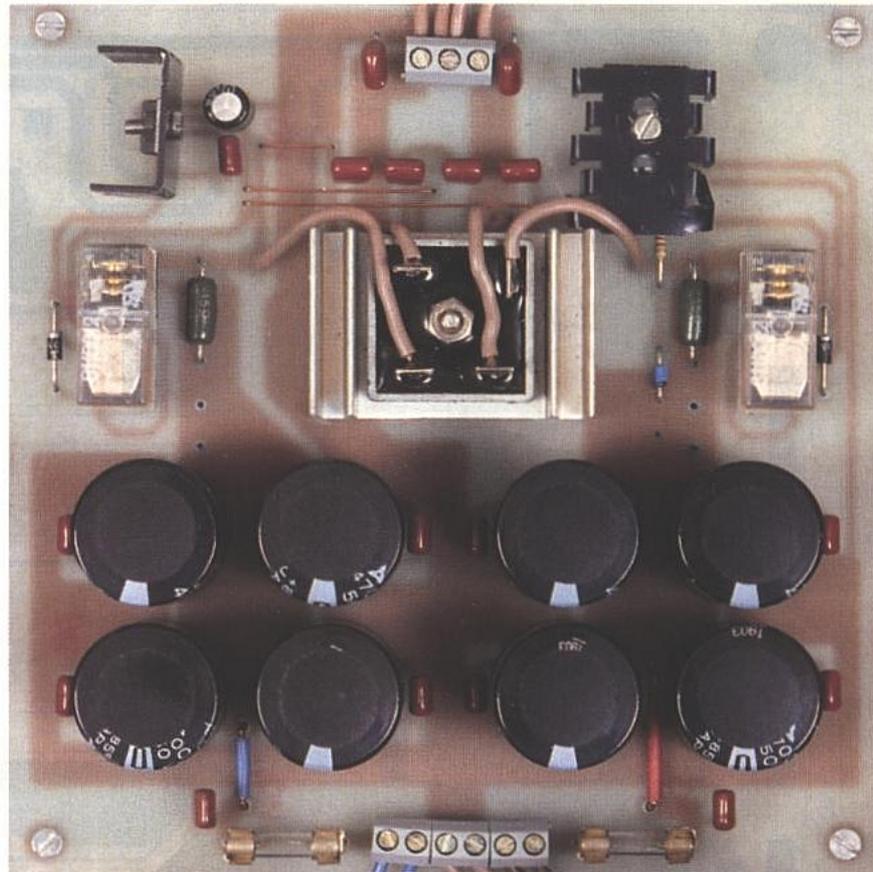
deux broches). Il va sans dire que ce type ne devra pas être remplacé par un autre présentant de moins bonnes caractéristiques (sinon autant se satisfaire de celles intégrées).

La sortie de l'amplificateur opérationnel n'est pas connectée directement à sa charge (haut-parleur) mais à l'aide d'une résistance de 2,2 ohms (R7) et d'une inductance d'environ 4µH (L1). Ces deux composants sont utilisés afin d'isoler l'amplificateur des charges fortement capacitives qui lui sont connectées (filtres de l'enceinte). L'inductance présente une basse impédance aux fréquences basses tandis que son impédance augmente aux fréquences élevées. La résistance élimine la tendance que possèdent les circuits séries composés par les charges fortement capacitives et les fils de liaison à entrer en oscillation.

La self doit être bobinée sur la résistance qui sera choisie de préférence en carbone aggloméré (résistance non inductive). On arrive ensuite au circuit de protection des enceintes et de temporisation de mise en service de ces dernières. En effet, malgré toutes les protections internes du LM12, nous avons jugé préférable d'ajouter une protection supplémentaire contre le passage de courant continu (mise en court-circuit d'un des transistors de puissance de sortie ou absence d'une des alimentations) dans les haut-parleurs, ce qui se traduit dans 99% des cas par la mise hors-service de ces derniers. Ce circuit de protection, bien que simple, est très efficace et permet une déconnexion immédiate des enceintes acoustiques dès qu'une tension continue est présente sur les lignes de sortie.

Le circuit de temporisation fait appel aux transistors T6 et T7. A la mise sous tension du montage, la base de T6 se trouve au potentiel de la masse et le transistor T7 est donc bloqué et le relais RL3 n'est pas alimenté. Le condensateur C41 se charge lentement à travers R19 et RV1, et lorsqu'il a atteint une tension de charge suffisante, T6 est rendu conducteur, T7 également qui alimente le relais. Les haut-parleurs sont alors connectés aux sorties des amplificateurs de puissance. Cette temporisation évite le «cloc» assez désagréable de la mise sous tension. La résistance R8 (47 kohms) prélève une partie du signal présent sur la ligne de sortie de l'amplificateur. Tant que ce signal est uniquement alternatif, le condensateur C33 (non polarisé) d'une valeur approximative de 22µF ne peut se charger et les transistors T2 et T3 sont bloqués.

Dès qu'une tension continue se présente sur la ligne de sortie, C33 se charge et lorsque la tension atteint le seuil de conduction des diodes, soit T2 (tension négative), soit T3 (tension positive) est rendu conducteur. Il court-circuite le condensateur C41, ce qui a pour conséquence le déclenchement immédiat du relais et la mise hors-fonction des enceintes. Le circuit de protection est alimenté par un régulateur de tension +12V qui prélève sa tension primaire sur la ligne d'alimentation positive de +30V. Donc, même en cas de



■ La carte alimentation.

défaillance de cette tension, le relais décollera et protégera les haut-parleurs.

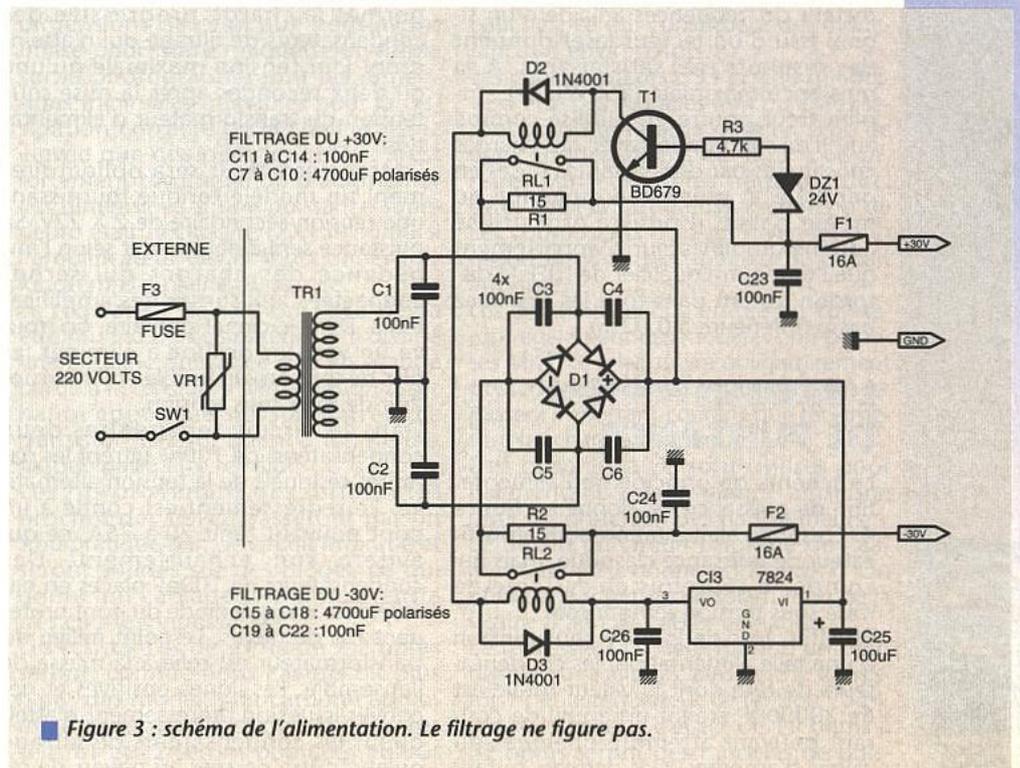
LA PUISSANCE DE SORTIE

L'impédance de la charge connectée en sortie des amplificateurs de puissance peut varier de 2 ohms à 8 ohms. Pour une charge de 2 ohms, la puissance efficace atteinte sera de 156W. Le courant consommé par amplifica-

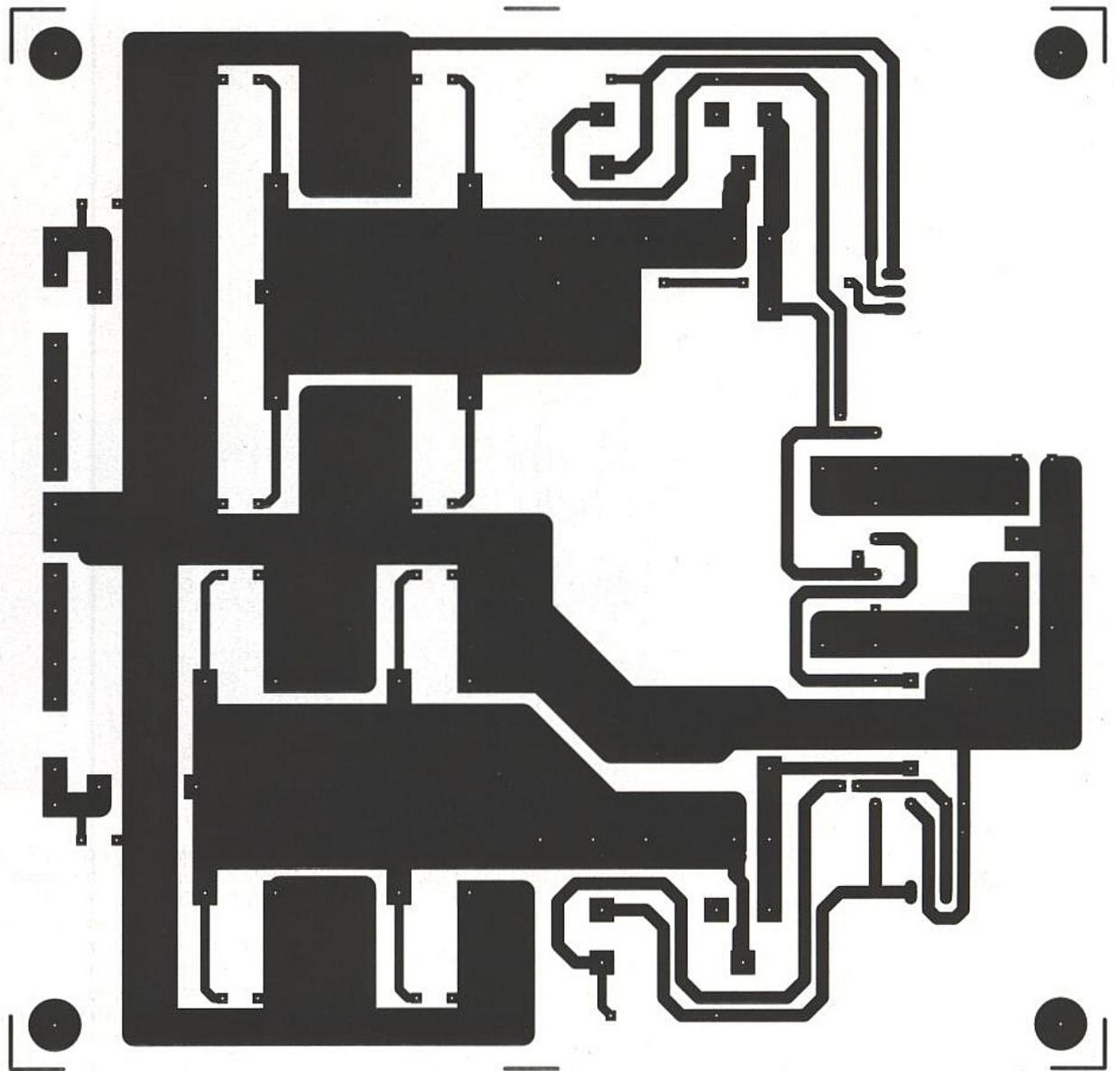
teur atteindra alors plus de 12A crête par amplificateur. Pour une charge de 4 ohms, la puissance sera de 78W, et le courant maximal d'un peu plus de 6A crête par amplificateur. Une charge de 8 ohms ne fournira plus qu'une puissance d'environ 40W, et le courant maximal nécessaire n'atteindra qu'un peu plus de 3A crête.

Ces différentes puissances seront obtenues pour une tension d'entrée de 775mV efficaces et un gain de l'amplificateur fixé à 23.

La bande passante s'étale de 20Hz à



■ Figure 3 : schéma de l'alimentation. Le filtrage ne figure pas.



■ Figure 4 : la carte alimentation.

40kHz. Elle peut paraître réduite, mais les essais d'écoute effectués sans correcteur de fréquences à l'aide d'un signal issu d'un lecteur laser donnent des résultats très satisfaisants. A sa puissance maximale (156W), cet amplificateur pourra être utilisé comme ampli de sonorisation avec des charges constituées par des enceintes mises en parallèle. A puissance moyenne ou même basse, il pourra être utilisé comme amplificateur d'appartement que l'on pourra qualifier de HIFI, la distorsion restant dans tous les cas assez basse (inférieure à 0,02%).

L'ALIMENTATION DE PUISSANCE

Le schéma de principe de l'alimentation de puissance est donné en **figure 4**. C'est une alimentation pour amplificateur de puissance classique, mais qui comporte toutefois un système de mise sous tension temporisée.

En effet, lors de la mise sous tension d'une telle alimentation, les condensateurs de tête dont la valeur totale est de 20000µF créent un appel de courant pouvant atteindre quelques dizaines d'ampères. Ces derniers se fati-

guent alors relativement vite. Le système incorporé dans notre alimentation permet la charge progressive des condensateurs de filtrage qui n'atteindront leur tension maximale qu'une ou deux secondes après la mise sous tension du transformateur d'alimentation.

Le transformateur sera obligatoirement un modèle torique fournissant une tension secondaire de 2 X 22V. Sa puissance sera à déterminer selon l'impédance des charges qui seront connectées aux sorties des amplificateurs. Dans le circuit primaire, on trouve un varistor destiné à éliminer les pics de tension, un fusible et l'interrupteur de mise sous tension.

Dans le circuit secondaire, deux condensateurs de 100nF filtrent les parasites résiduels de la tension alternative. Le redressement est confié à un pont pouvant tenir 20 à 25A, ce qui évitera son échauffement. Des condensateurs de 100nF placés en parallèle sur chaque diode du pont protègent ces dernières. Le point milieu du transformateur est relié à la masse de l'ensemble. Les lignes positives et négatives issues du redressement n'atteignent les condensateurs de filtrage qu'après être passées au travers de ré-

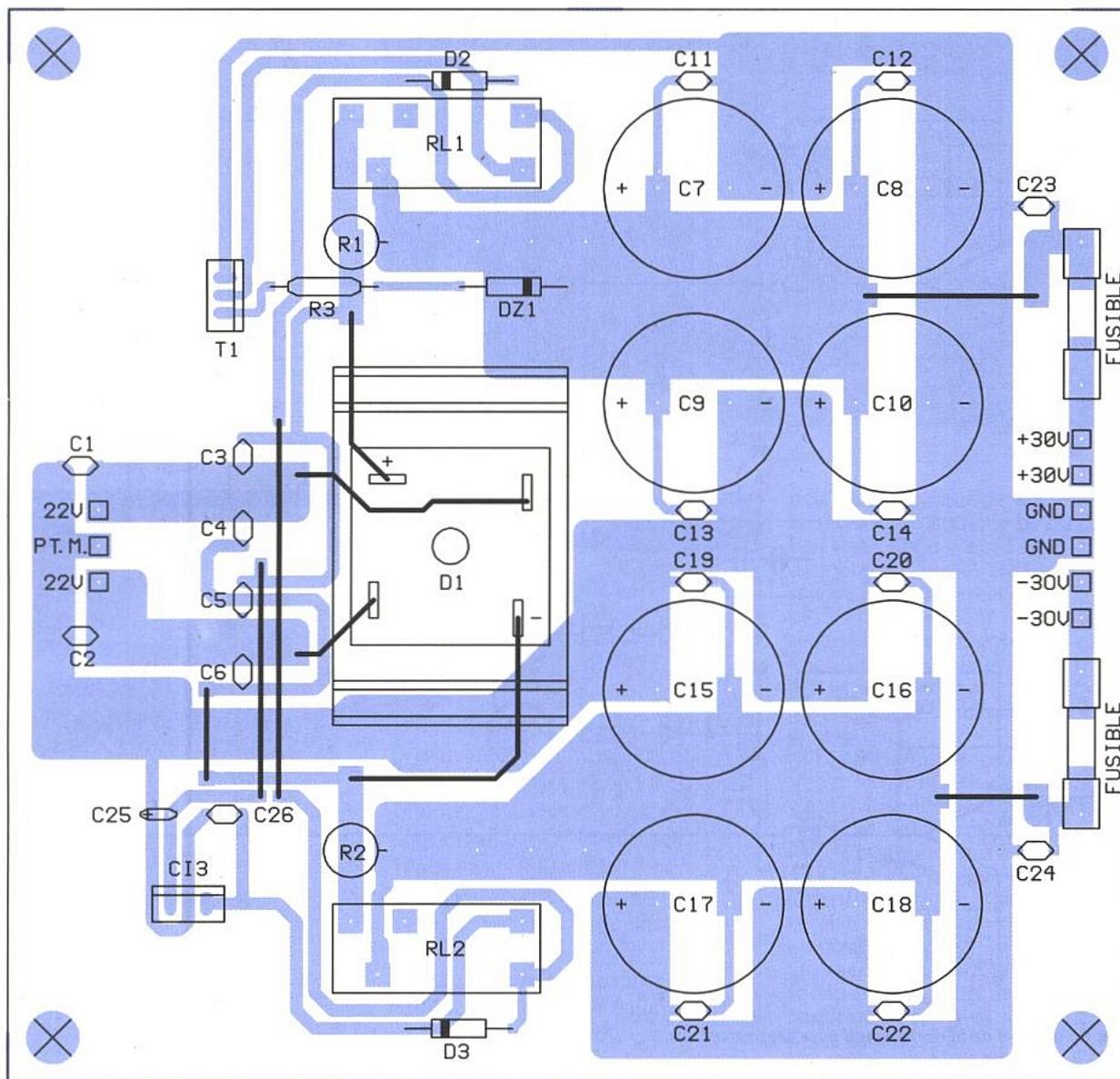
sistances d'une valeur de 15 à 22 ohms. Ce sont ces résistances qui limitent très efficacement le courant à la mise sous tension. Sur la ligne positive, après la résistance de limitation, un circuit composé d'une diode zener, d'une résistance et d'un transistor a été implanté.

Son fonctionnement est évident : lorsque la tension issue des condensateurs atteint le seuil de conduction de la diode, le transistor T1 devient conducteur et les relais RL1 et RL2 colent et court-circuitent les résistances de limitation. La charge des condensateurs est alors totale et tout cela s'est effectué en douceur.

En bout des lignes positives et négatives, un dernier condensateur de 100nF est implanté avant les fusibles de protection.

Le système de temporisation est alimenté à l'aide d'un régulateur de tension 7824 qui tire sa tension d'entrée de l'alimentation positive de +30V. Les relais ayant une tension de service de 12V ont été connectés en série.

Les condensateurs électrochimiques sont d'une valeur de 4700µF, et comportent chacun un condensateur de 100nF qui les protègent d'éventuelles transitoires et surtensions qui auraient



■ Figure 5 : implantation de la carte alimentation.

pu franchir le premier filtrage. Quatre condensateurs par ligne d'alimentation nous donne un total approximatif (vu la tolérance) de $20000\mu\text{F}$. Cela convient parfaitement sur une impédance de sortie de 4 ohms ou de 8 ohms et la restitution des fréquences basses est assurée. Cependant, si une impédance de 2 ohms était choisie, il y aurait vraisemblablement obligation d'augmenter sensiblement ces capacités. Une bonne solution consisterait à remplacer sur chaque alimentation deux des $4700\mu\text{F}$ par des $10000\mu\text{F}$ et l'on passerait alors à $30000\mu\text{F}$ par ligne.

LA RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé des amplificateurs est donné en figure 5 et celui de l'implantation des composants l'est en figure 6.

La platine est directement fixée sur le radiateur des LM12 à l'aide d'entretroises assurant également l'arrivée du -30V, celui-ci étant relié aux boîtiers. Il est bien entendu obligatoire d'isoler à l'aide de semelles en mica ou autre, les

boîtiers des amplificateurs opérationnels par rapport au refroidisseur. Les dimensions de celui que nous avons utilisé pour notre maquette et visible sur la photographie sont les dimensions minimales utilisables pour la dissipation correcte de la chaleur assez élevée que dissipent les LM12. Il est fortement recommandé d'augmenter ces dimensions si une puissance supérieure était nécessaire (2X150W) ou si l'amplificateur devait fonctionner très longtemps à pleine puissance.

Le régulateur de tension 7812 devra être muni d'un dissipateur car il dissipe une certaine puissance due en grande partie à la tension d'alimentation assez haute appliquée sur son entrée. Le transistor BD136, quant à lui, ne demande pas à être refroidi.

Les fils provenant des différentes broches des LM12 passeront par un trou pratiqué dans le circuit imprimé et seront soudés sur des picots, ce qui donne un câblage très simple et de très courte longueur.

Les résistances de sortie de 2,2 ohms seront, comme nous l'avons dit plus haut, des modèles au carbone aggloméré d'une puissance de 3W à 5W. Les selfs L1 et L2 seront bobinées autour de ces résistances. Elles seront consti-

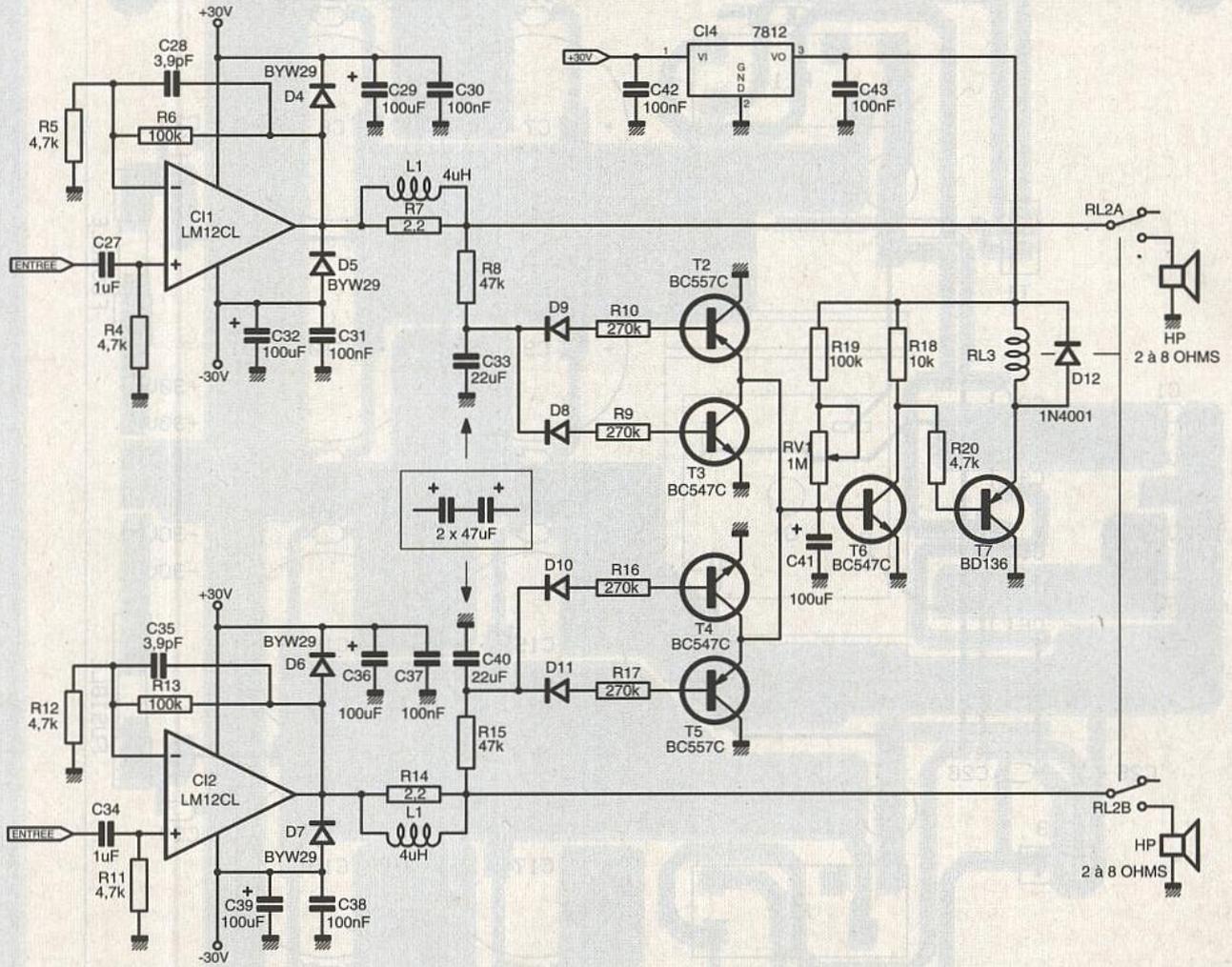
tuées de 35 spires de fil émaillé de 10/10 de mm enroulées en trois couches, ce qui constituera des inductances d'environ $4\mu\text{H}$.

Les condensateurs C33 et C40 doivent être des modèles non polarisés seront constitués par la mise en série de deux condensateurs de $47\mu\text{F}$ à $68\mu\text{F}$, reliés par leurs pôles négatifs. Ceci évite ainsi la fastidieuse recherche de ces composants chez les revendeurs et réduit la place occupée sur le circuit imprimé.

Les condensateurs d'entrée de $1\mu\text{F}$ seront également des modèles non polarisés MKT. Le relais devra obligatoirement posséder des contacts pouvant laisser passer l'important courant que réclameront les charges (minimum 10A).

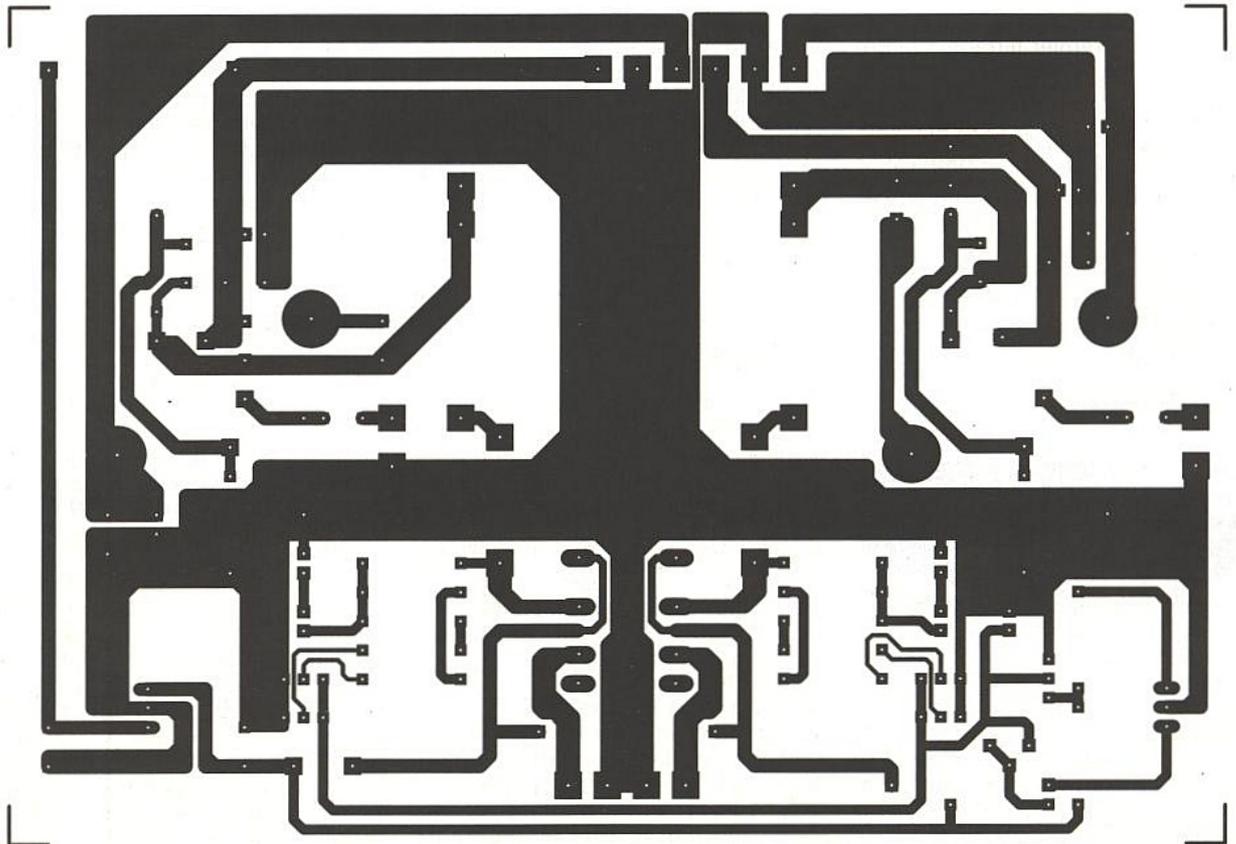
Des borniers à vis sont utilisés pour l'alimentation de la platine ainsi que pour la connexion des haut-parleurs. Le dessin du circuit imprimé de l'alimentation est donné en figure 7. On utilisera le schéma d'implantation de la figure 8 afin de câbler la platine.

Le redresseur D1 sera muni d'un petit dissipateur à ailettes, ainsi que le transistor T1 et le régulateur de tension 7824. Les résistances R1 et R2 de 22 ohms seront des modèles de puissance de 3W. Les relais RL1 et RL2 de-



■ Figure 6 : schéma de la carte ampli avec les protections.

■ Figure 7

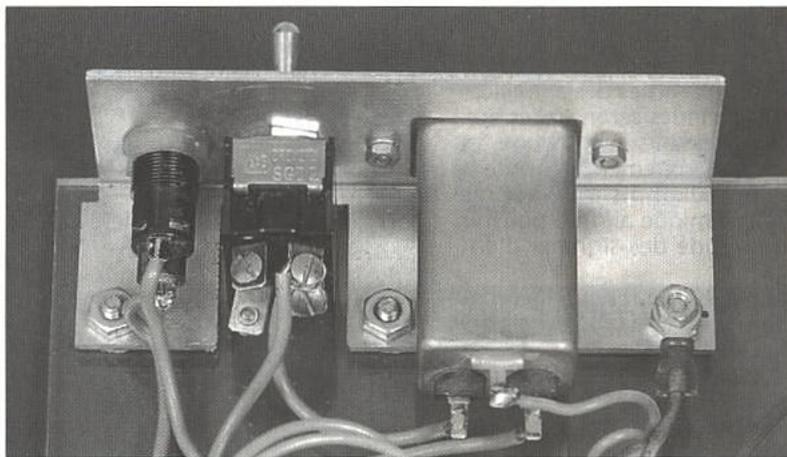


ront être des modèles de puissance pouvant laisser passer 10A au minimum. Les condensateurs sont des modèles radiaux et non des cartouches, qui seront implantés directement sur le circuit imprimé.

LES RÉGLAGES ET LES ESSAIS

On débutera les réglages par une minutieuse vérification des deux circuits imprimés.

Sur la platine alimentation, on constatera la bonne orientation des condensateurs électrochimiques et du pont redresseur. Cette dernière sera mise sous tension. Le relais doit coller après un



■ Le filtrage secteur

NOMENCLATURE ALIMENTATION

Résistances :

R1, R2 : 15 Ω à 22 Ω 3W
R3 : 4,7 kΩ

Condensateurs :

C1, C2, C3, C4, C5, C6, C11, C12, C13, C14, C19, C20, C21, C22, C23, C24, C26 : 100nF MKT
C7, C8, C9, C10, C11, C15, C16, C17, C18 : 4700µF 50 V radiaux
C25 : 100µF 25 V

Semi-conducteurs :

D1 : pont redresseur 100 V 25 A
D2, D3 : 1N4001 à 1N4007
DZ1 : zener 22V ou 24V
T1 : BD679

Circuits intégrés :

C13 : régulateur de tension 7824

Divers :

3 refroidisseurs à ailettes
3 borniers à vis à trois points
1 transformateur torique 2 X 22 V Suprator, puissance : voir texte
2 relais bobine 12 V 1 contact repos-travail (RL1, RL2)
2 porte-fusibles pour circuit imprimé avec fusibles rapides
1 varistor SO7K250 (VR1)
1 interrupteur de puissance
1 porte-fusible à visser pour châssis et 1 fusible rapide 2,5A

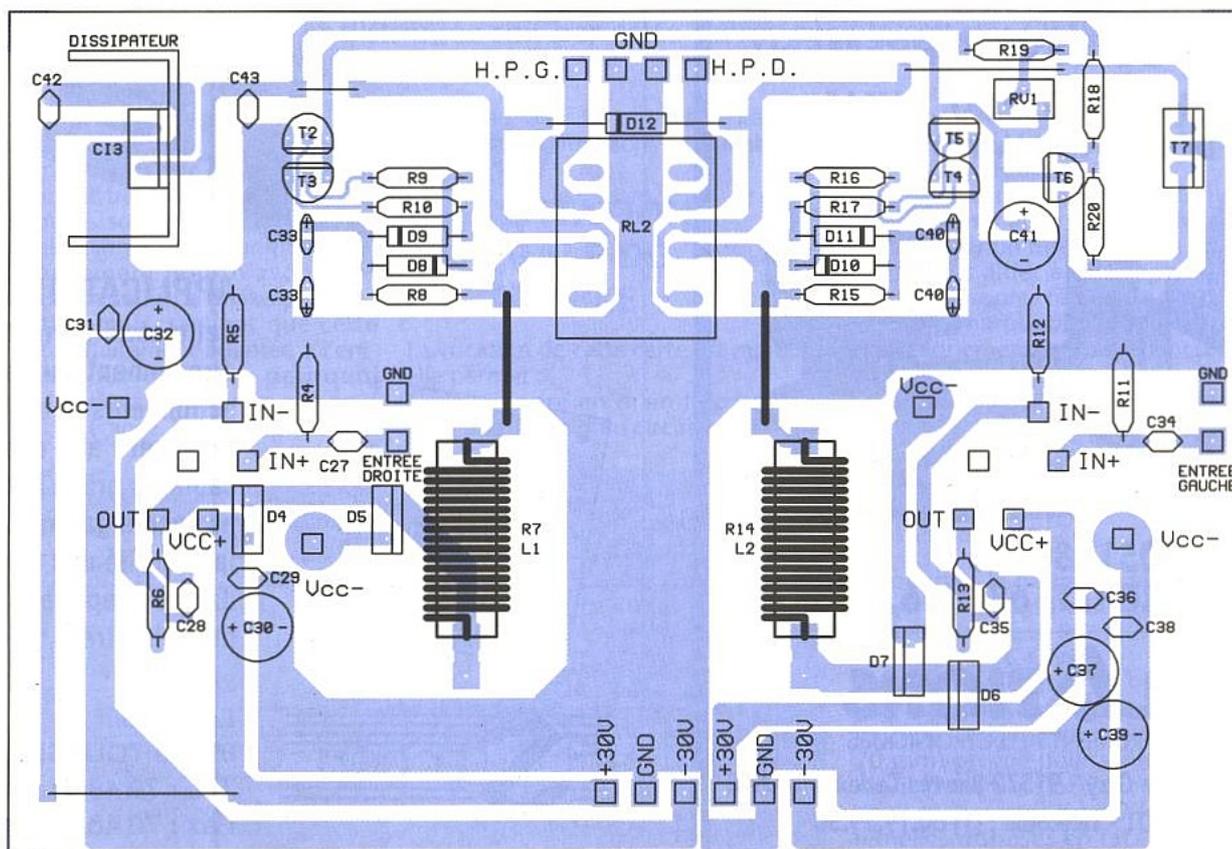
délat approximatif de 1 à 2 secondes. La tension obtenue ne devra pas excéder + et -30V à + et -32V, ce qui serait dangereux pour les LM12. Pour les essais des amplificateurs, on ne câblera pas immédiatement les fils de liaison reliant les circuits intégrés au circuit imprimé. On vérifiera ainsi en premier lieu le bon fonctionnement du temporisateur et du circuit de protection des enceintes.

La platine amplificateur mise sous tension, le relais RL3 devra coller après environ 3 secondes. Le délat est d'ailleurs réglable par la résistance ajustable RV1. On appliquera ensuite une tension continue positive d'environ 5V sur les entrées des résistances R8 et R15 ; le relais doit se mettre immédiatement en position repos.

On recommencera la procédure une seconde fois, mais avec une tension continue négative et le même résultat devra être obtenu.

On câblera alors les fils de liaison entre

■ Figure 8 : implantation de la carte ampli.



le circuit imprimé et les LM12. Pour un premier essai d'écoute, on reliera des enceintes d'impédance 4 ohms (puissance 100W) aux sorties des amplificateurs. Des fils blindés seront reliés aux entrées des signaux sur la platine, et l'on câblera provisoirement des potentiomètres de 10kohms à 22 kohms courbe logarithmique afin de pouvoir régler l'amplitude des signaux d'entrée.

On constatera le bon fonctionnement des amplis en connectant un signal quelconque aux entrées.

Le deuxième essai pourra être plus poussé, mais nécessitera des charges constituées de résistances pouvant dissiper la puissance maximale des amplificateurs, et qui seront fixées obligatoirement sur dissipateurs.

Dans ce cas, on pourra injecter sur les entrées des signaux d'amplitude maximale, soit 775mV efficaces.

Ces signaux proviendront d'un générateur sinusoïdal et l'on pourra ainsi vérifier à l'aide de l'oscilloscope la réponse des amplis à différentes fréquences.

On pourra aussi vérifier que pour 775mV on obtient une valeur crête de 25V sans écrêtage, et si nécessaire, on pourra alors réduire le gain de l'amplificateur.

Ainsi effectués sur une charge de 5 ohms, les essais de notre maquette ont donné les résultats prévus par le constructeur du LM12 :

- bande passante limitée à environ 20Hz et 40kHz en constatant une baisse de gain à partir de 25kHz

NOMENCLATURE AMPLIFICATEUR

Résistances :

- R4, R5, R11, R12, R20 : 4,7 kΩ
- R6, R13, R19 : 100 kΩ
- R7, R14 : 2,2 Ω 3W carbone
- R8, R15 : 47 kΩ
- R9, R10, R16, R17 : 270 kΩ
- R18 : 10 kΩ
- RV1 : 1MΩ ajustable

Condensateurs :

- C27, C34 : 1μF à 2,2μF MKT
- C28, C35 : 3,9 pF
- C29, C32, C36, C39, C41 : 100μF 50 V
- C33, C40 : 2 x 47μF à 68μF en série
- C27, C31, C38, C42, C43 : 100nF MKT

Semi-conducteurs :

- T2, T5 : BC557C
- T3, T4, T6 : BC547C
- T7 : BD136
- D4, D5, D6, D7 : BYW29
- D8, D9, D10, D11 : 1N4148
- D12 : 1N4001 à 1N4007

Circuits intégrés :

- CI1, CI2 : LM12CL
- CI4 : régulateur de tension 7812

Divers :

- 1 relais bobine 12 V 2 contacts repos-travail (1 RL3)
- 1 refroidisseur pour boîtiers TO3
- 2 borniers à vis à trois points
- 2 borniers à vis à deux points
- 12 picots à souder
- L1, L2 : voir texte

- aucune distorsion de raccordement constatée jusqu'à 40kHz
- écrêtage à partir de 25V.

CONCLUSION

D'un prix de revient abordable et n'utilisant que du matériel facilement disponible, nous pensons que les bonnes caractéristiques présentées par cet amplificateur, quoique probablement un peu limitées côté bande pas-

sante (diront certains) et slew-rate satisfieront pleinement les lecteurs qui prendront la peine de passer à sa réalisation.

De conception simple, de fabrication facile et présentant toutes les garanties de sécurité quant aux enceintes qui lui seront connectées, nous pouvons qualifier cet amplificateur d'indestructible.

P. OGUIC

NOHAU

EMULATEURS ET CHAINES DE DEVELOPPEMENT

SUR PC, HP9000/700, SUN4 SOUS DOS, UNIX, WINDOWS

NOUVEAU
CIRCUITS A INTERFACE
CAN SUPPORTES !
ex : PHILIPS 80C592 et 80C598
MOTOROLA 68HC11P2



POUR FAMILLES : **8051, 80196**
68CH11, 68CH16, 683XX

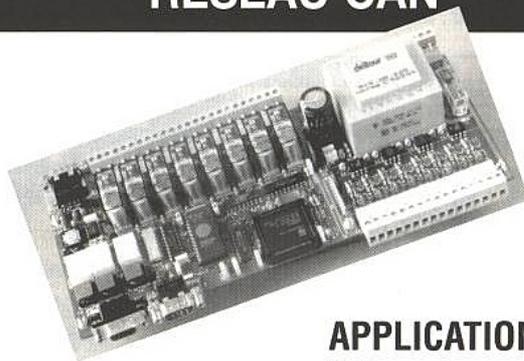
EMULATIONS

OUTILS ET INSTRUMENTS ELECTRONIQUES

A13 Burospace - Chemin de Gizey - 91572 Bièvres Cedex - FRANCE

Tél. : (1) 69.41.28.01 - Télécopie : (1) 60.19.29.50

CARTE 8 ENTREES/8 SORTIES RESEAU CAN



- **VITESSE :** jusqu'à 1 Mbauds
- **DISTANCE :** jusqu'à 10 km

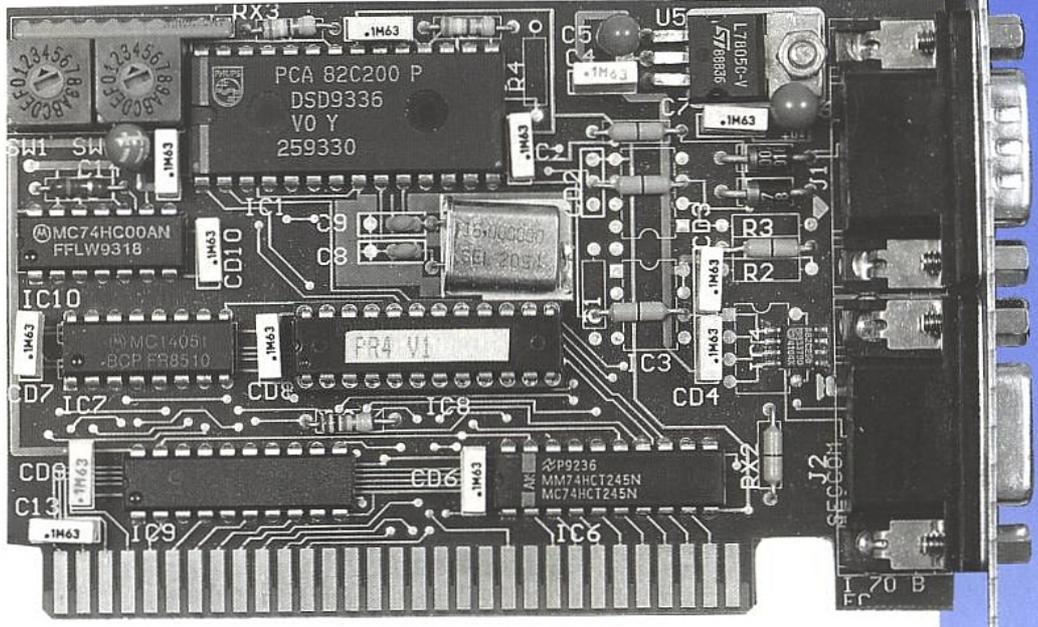
APPLICATIONS :
Cette carte permet d'agir directement sur des actionneurs et de renvoyer l'état des capteurs grâce à un protocole garantissant la sécurité des données dans des applications multi-maîtres.



Le Regain
69780 TOUSSIEU
Tél. : 72 48 01 70
Fax : 72 48 01 71

CARTE CONTRÔLEUR DE BUS CAN POUR PC

Nous avons déjà consacré quelques articles au bus CAN - Controller Area Network - bus série à deux fils très utilisé dans le monde industriel en tant que bus de terrain. Nous reviendrons dans



de prochains articles sur ses vertus et ses applications (cartes CPU, cartes esclaves, ...). Aujourd'hui nous allons vous présenter un outil très pratique nécessaire aux diverses étapes de la conception et du développement d'une maquette. Il s'agit d'une carte contrôleur de bus CAN pour PC - «P58» de son vrai nom - conçue par la société SECCOM et distribuée soit par cette même société soit par OMSE.

Pourquoi avoir choisi celle-ci plutôt qu'une autre ? Il en existe déjà de nombreuses sur le marché qui fonctionnent très bien, mais pratiquement toutes sont présentées soit en langue allemande soit en anglais. Personnellement nous n'avons rien contre les amateurs de Shakespeare ou de Goethe, mais, sachant que cette carte est parfaitement adaptée à l'emploi que nous désirons, pourquoi diantre allez chercher si loin ce que nous trouvons en France. Une exception tout

de même, dans les notices jointes avec la carte, les chiffres sont en ... arabe !

PRÉSENTATION GÉNÉRALE DE L'ENSEMBLE

La vocation de cette carte est multiple. Elle permet :
*) de prendre en main le protocole CAN au travers d'un circuit gestionnaire

de protocole - le PCx 82C 200 de Philips Semiconductors -, (exemple de trame CAN figure 1)
*) à l'aide d'un logiciel spécifique, de se familiariser au protocole CAN
*) de piloter un réseau à l'aide d'un PC
*) de vous aider à développer par la suite vos propres réseaux autonomes. Chose remarquable, le logiciel d'accompagnement est bien conçu et un effort louable a été réalisé au niveau de la convivialité en ce qui concerne la présentation sur l'écran.

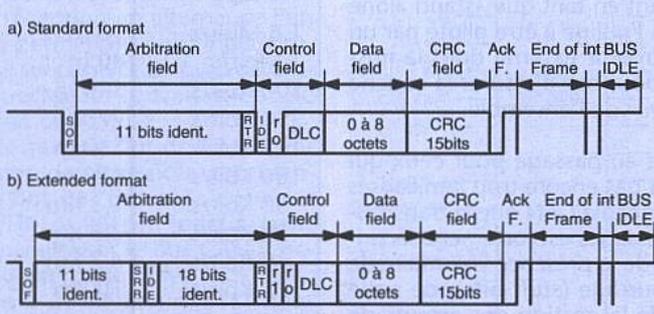
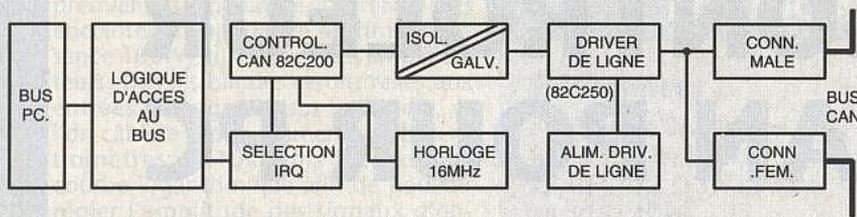


Figure 1 : constitution d'une trame CAN.

Aspect physique de l'ensemble

En ouvrant la boîte on découvre que l'ensemble P58 est constitué de :
- la carte interface PC
- un logiciel PC CAN
- un «manuel User»
- un manuel d'application.
La «P58» est une carte courte (108 x 70 mm) prévue pour s'intégrer facilement dans un slot PC et munie de deux connecteurs subd 9 (un mâle, un femelle) disposés en face arrière qui





■ Figure 2 : synoptique de la carte P58.

permettent de se connecter aisément au réseau. De cette façon il est possible de connecter ou débrancher un participant aux deux câbles sans pour autant interrompre nécessairement le réseau.

De façon à satisfaire certaines applications, une version isolée (par opto-coupleur interposé) de cette carte est aussi disponible (P58-1).

● Performances générales

Cette carte satisfait pleinement le protocole CAN et est apte à communiquer au débit de 1 Mbit/s (et même hors protocole officiel jusqu'à 1,6 Mbits/s) et, selon les media et les débits utilisés, de fonctionner en bus sur des distances de plusieurs kilomètres (10 km à 5 kbit/s).

Elle peut donc être très utile pour concevoir ses propres réseaux locaux et/ou bus de terrain étant donné le faible coût des composants CAN (produits depuis quelques années en grandes quantités pour les marchés automobiles et industriels).

Après ces généralités examinons plus en détail sa conception interne, son fonctionnement et ses performances.

CONCEPTION DE LA CARTE

Le schéma synoptique global de la carte est donné figure 2 sur lequel on remarque la présence :

*) d'une logique d'accès au bus PC via des portes conventionnelles, permettant par la suite de sélectionner l'adresse I/O de la carte PC à l'aide de 2 roues codeuses - la ligne de «IRQ» (Interrupt Request) étant quant à elle sélectionnée par logiciel (IRQ 3 à IRQ7) -

*) d'un contrôleur CAN que nous décrirons en détail plus loin

*) d'un isolement galvanique optionnel (500V)

*) d'un driver de ligne pour medium de type paire différentielle

) et pour finir, des connecteurs CAN mâle et femelle au standard de brochage préconisé par le groupe d'industriels CiA (Can In Automation) (), voir figure 3.

remarque 1 :

Le réseau qui est en fait une ligne de transmission doit se refermer sur une impédance de 120 ohms. Cette résistance est intégrée dans un connecteur femelle et ferme ainsi le réseau sur son impédance caractéristique.

Il sera donc nécessaire de refermer votre réseau à l'aide d'une résistance lorsque vous retirerez les bouchons

pour éviter les ondes stationnaires dues à la désadaptation de la ligne.

remarque 2 :

Le nombre de participants d'un réseau CAN est par principe illimité. (Voilà qui va réjouir les vendeurs de composants !) Mais, l'emploi du circuit driver de ligne PCx 82C 250 limite ce nombre à un maximum de 110 (ce qui n'est déjà pas si mal pour un début !).

remarque 3 :

Le tableau figure 4 indique la relation débit/longueur du bus que peut supporter la carte P58.

Les connecteurs mâles et femelles ont un brochage identique.

BROCHE	SIGNAL	
1	Réservé.	
2	CANL.	
3	CAN_GND.	
4	Réservé.	
5	Blindage CAN	(optionnel)
6	CAN_GND	(optionnel)
7	CANH.	
8	Réservé	(error line)
9	CAN_V+	(alimentation des drivers de ligne dans le cas de modules isolés)

CABLES DE RACCORDEMENT POUR RESEAU NON ISOLE.

■ Figure 3 : brochage des connecteurs sub D9.

● Le cœur de la carte

Pour comprendre ce que permet d'effectuer la carte, il est nécessaire de savoir tout d'abord comment fonctionne le cœur de cet ensemble qu'est le circuit intégré PCx 82C 200.

Le schéma synoptique de ce circuit est donné figure 5.

L'architecture globale de la carte a été conçue autour de ce circuit, bien connu pour son aptitude à gérer totalement le protocole CAN - V2.0A - au niveau des couches «physique» et «communication de données».

Sa mission de «protocole handler» fonctionnant en tant que «stand alone controller» l'oblige à être piloté par un microcontrôleur externe dont la mission aura pour but d'assurer la couche «applicative» de l'ensemble.

Note :

Rappelons au passage pour ceux qui ne seraient pas encore trop familiarisés avec le protocole CAN que la transmission de messages est fortement sécurisée du fait de la présence volontaire de bits de bourrage (stuff bits), de code de CRC, de la gestion des erreurs de confinement, ..., qui assurent au flot de données transportées une fiabilité

élevée même sur de grandes distances et à des débits importants.

LE GESTIONNAIRE DE PROTOCOLE PCX 82C 200

Ce circuit est l'exemple type du circuit d'interface entre un bus de microcontrôleur et le bus CAN lui-même (hormis le driver de ligne).

Dans le cas présent, le bus microcontrôleur sera le bus ISA (sur 8 bits) du PC et le contrôle de bus CAN s'effectuera sur paire différentielle à l'aide du circuit P 82 C 250.

Le brochage du PCx 82C 200 est indiqué figure 6. A noter aussi que ce circuit existe dans des gammes de températures de 0 à + 70 °C ou dite étendue de - 40 °C à + 125 °C.

Avant de décrire ce composant en détail il est plus préférable de retenir la

philosophie qui a présidé à sa conception. Il doit être considéré comme un périphérique «co-processeur» (à vrai dire comme un composant d'entrées/sorties «memory-mapped») de la CPU principale que représente le microcontrôleur principal.

Sa structure interne est composée de nombreux registres adressables soit en écriture soit en lecture qui ont pour but de mettre en branle les différentes fonctionnalités que sait remplir ce circuit et assurant l'interdépendance entre le microcontrôleur et lui-même.

VITESSE	DISTANCE MAXI
1.6 Mbit/s	10 m (2)
1 Mbit/s	40 m
500 Kbit/s	130 m
250 Kbit/s	270 m
125 Kbit/s	530 m
100 Kbit/s	620 m
50 Kbit/s	1,3 Km
20 Kbit/s	3,3 Km
10 Kbit/s	6,7 Km
5 Kbit/s	10 Km

■ Figure 4 : débit d'information possible selon la distance.

SES NOMBREUSES FONCTIONNALITÉS

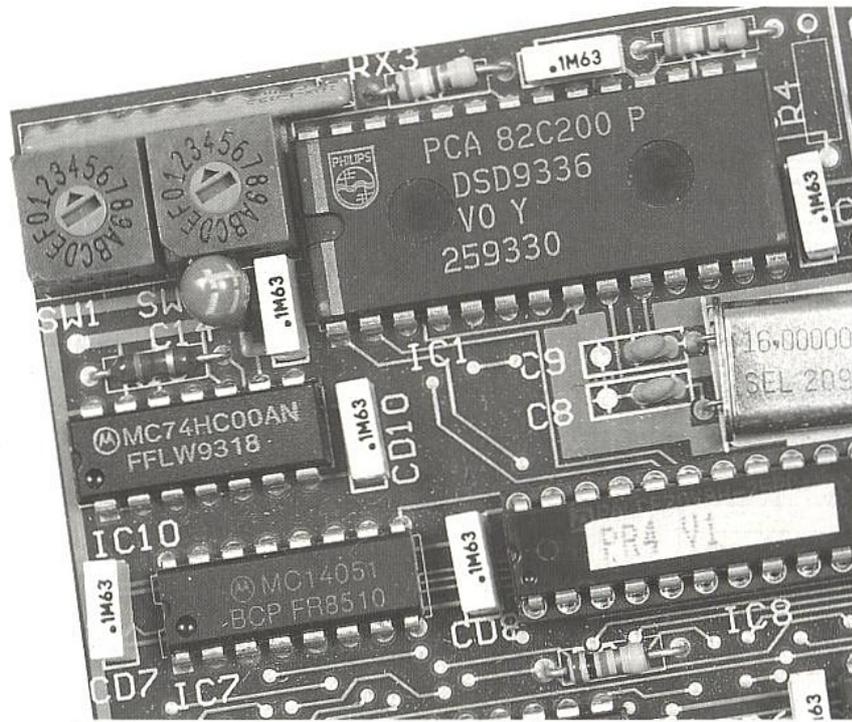
Le PCx 82C 200 permet d'assurer toute la gestion du protocole CAN. Le schéma synoptique de ce composant fait apparaître plusieurs parties bien distinctes auxquelles la carte P58 donne accès facilement :

- une logique de management de l'interface (IML).

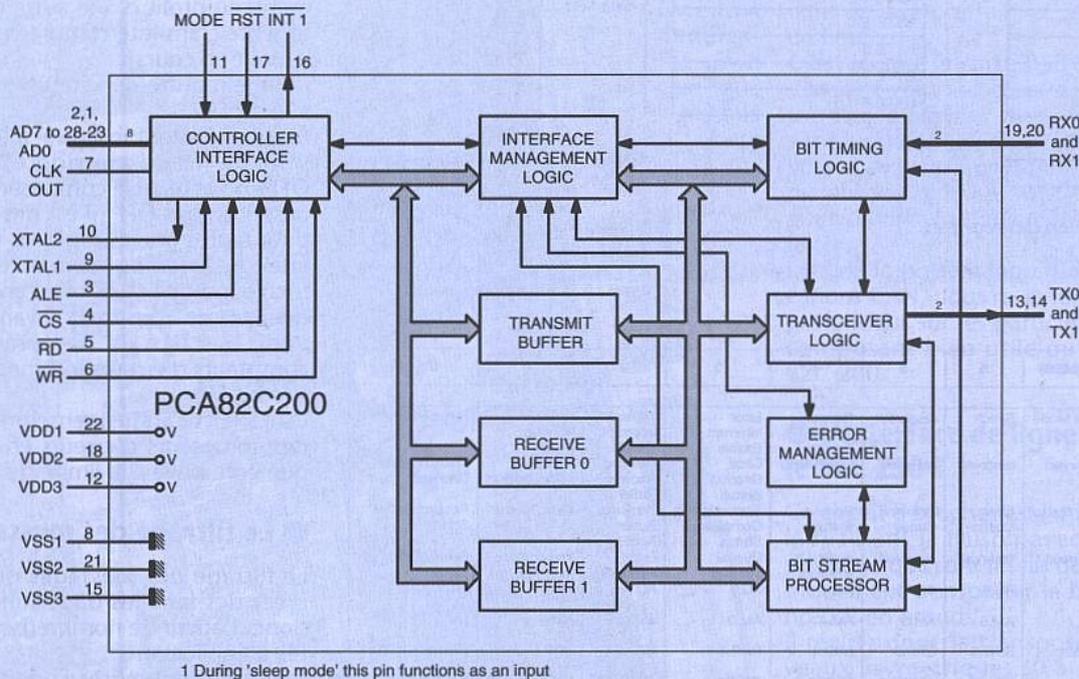
Une interface logique assure la liaison entre différents types de microcontrôleurs utilisables et le circuit intégré via un bus «d'adresses / données» et les signaux de service classiques (ALE, CS, RD, WR, ...).

Cette partie a aussi pour mission d'interpréter les commandes du microcontrôleur, d'allouer les registres tampon, de produire les interruptions nécessaires et de fournir les informations d'états (status) au microcontrôleur.

- les tampons de transmission (TBF) et de réception (RBF0 et RBF1),
- un étage tampon TBF (de 10 octets de profondeur) destiné aux messages



■ Le contrôleur CAN et les roues codeuses de sélection d'adresse I/O.



1 During 'sleep mode' this pin functions as an input

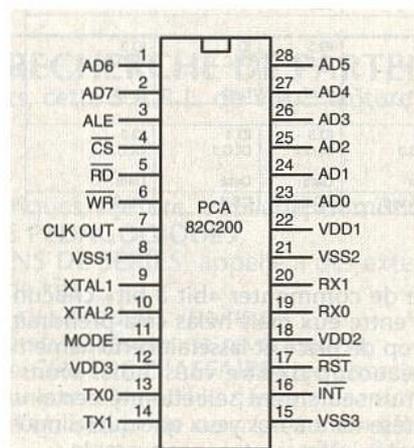
■ Figure 5 : architecture interne du PCA82C200.

devant être prochainement émis sur le bus et affublé de sa logique de traitement adéquate,

- deux étages tampon (chacun de 10 octets de profondeur) utilisés lors de la phase de réception en alternance l'un de l'autre, permettant ainsi à deux informations successives de pouvoir arriver sans perturber le traitement de celle déjà en cours,

- un processeur de flot de bits, ayant pour mission de séquencer, commander, ... le flot des données entre les tampons TBF et RBF(x), fonctionnant en accès parallèle et le bus CAN fonctionnant lui en mode série.

- une logique de bit timing (BTL), dont la fonction est de synchroniser le PCx 82C 200 sur le flot de bits présent sur le bus CAN,



■ Figure 6 : brochage du PCx82C200.

- une logique de commande de l'émetteur (TCL).

Sa fonction assure la commande de l'étage de sortie du circuit.

- une logique de gestion des erreurs (EML), conforme à tout ce que nous avons évoqué précédemment (logique de traitement des erreurs, ...)

- et enfin, quelques ... gadgets (!) de «glue» logique indispensables au bon fonctionnement de l'ensemble !

Le fonctionnement du circuit s'effectue au travers de registres dont les champs d'allocation sont représentés figure 7.

Cette figure indique simplement leurs adresses alors que la figure 8 donne les contenus (les bits, leur nom, leur signification, ...) de certains de ces registres.

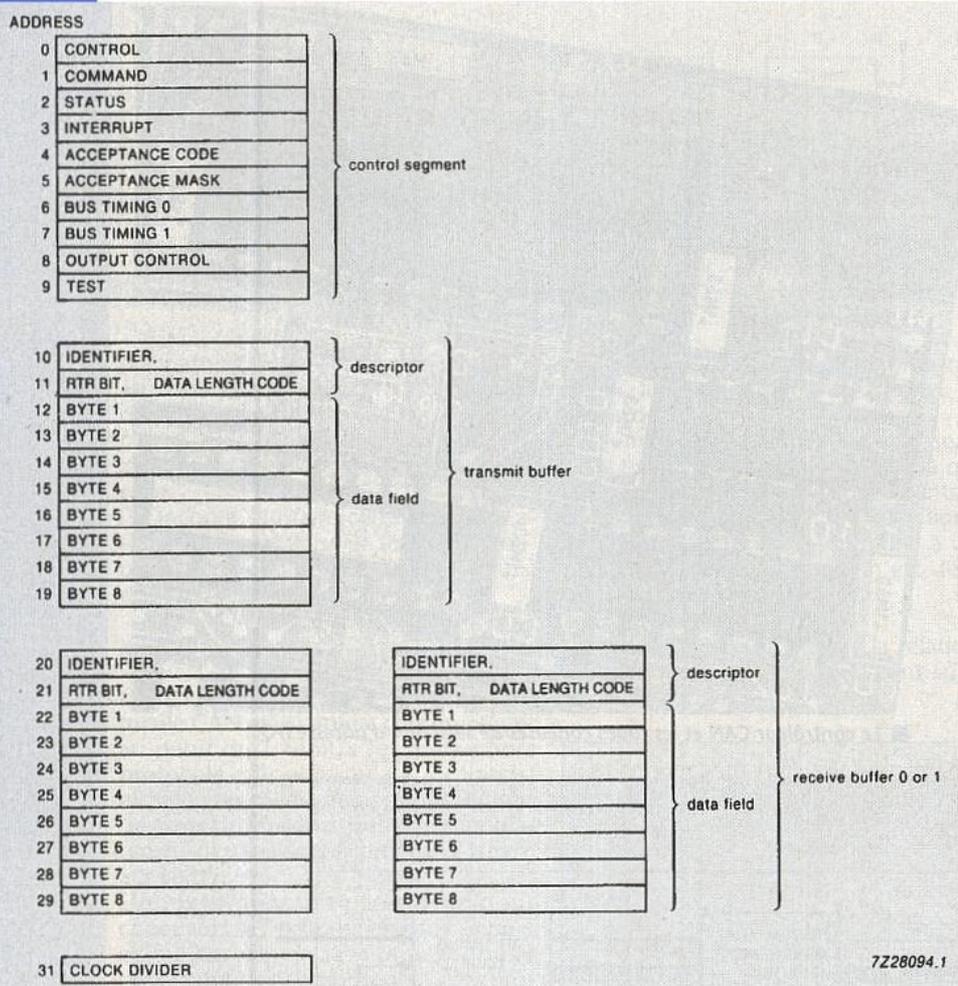


Figure 7 : allocation des registres.

Table 7.1 Register map.

DESCRIPTION	AD- DRESS	7 (MSB)	6	5	4	3	2	1	0 (LSB)
Control Segment									
Control Register	0	Test Mode	Synch	reserved	Overrun Interrupt Enable Goto Sleep	Error Interrupt Enable Clear Overrun Status	Transmit Interrupt Enable Release Receive Buffer Access Error Interrupt AC.2	Receive Interrupt Enable Abort Transmission	Reset Request
Command Register	1	reserved	reserved	reserved	reserved	Clear Overrun Status	Transmit Buffer Access Error Interrupt AC.2	Data Overrun	Transmission Request
Status Register	2	Bus Status	Error Status	Transmit Status	Receive Status	Transmission Complete Status Overrun Interrupt AC.3	Transmit Buffer Access Error Interrupt AC.2	Data Overrun	Receive Buffer Status
Interrupt Register	3	reserved	reserved	reserved	Wake-Up Interrupt AC.4	Overrun Interrupt AC.3	Transmit Interrupt AC.2	Receive Interrupt AC.1	Receive Interrupt
Acceptance Code Register	4	AC.7	AC.6	AC.5	AC.4	AC.3	AC.2	AC.1	AC.0
Acceptance Mask Register	5	AM.7	AM.6	AM.5	AM.4	AM.3	AM.2	AM.1	AM.0
Bus Timing Register 0	6	SJW.1	SJW.0	BRP.5	BRP.4	BRP.3	BRP.2	BRP.1	BRP.0
Bus Timing Register 1	7	SAM	TSEG2.2	TSEG2.1	TSEG2.0	TSEG1.3	TSEG1.2	TSEG1.1	TSEG1.0
Output Control Register	8	OCTP1	OCTN1	OCPOL1	OCTP0	OCTN0	OCPOL0	OCMODE1	OCMODE0
Test Register (see note 1)	9	reserved	reserved	Map Internal Register	Connect RX Buffer 0 CPU	Connect TX Buffer CPU	Access Internal Bus	Normal RAM Connect	Float Output Driver
Transmit Buffer									
Identifier	10	ID.10	ID.9	ID.8	ID.7	ID.6	ID.5	ID.4	ID.3
RTR Data Length Code	11	ID.2	ID.1	ID.0	RTR	DLC.3	DLC.2	DLC.1	DLC.0
bytes 1 - 8	12 - 19	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data
Receive Buffer 0/1									
Identifier	20	ID.10	ID.9	ID.8	ID.7	ID.6	ID.5	ID.4	ID.3
RTR Data Length Code	21	ID.2	ID.1	ID.0	RTR	DLC.3	DLC.2	DLC.1	DLC.0
bytes 1 - 8	22 - 29	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data
Clock Divider	31	reserved	reserved	reserved	reserved	reserved	CD.2	CD.1	CD.0

Figure 8 : contenu des registres.

La lecture de la signification des différents registres et des bits composant chacun d'entre eux donne l'essentiel des clés du mystère et la façon dont on a résolu la gestion du protocole CAN en hardware.

Evidemment, pour une parfaite compréhension du fonctionnement de ce circuit, il serait normalement nécessai-

re de commenter «bit à bit» chacun d'entre eux mais hélas cela prendrait trop de place et laisserait certainement beaucoup d'entre vous, aussi avons-nous seulement sélectionné certains présentant à nos yeux quelques singularités intéressantes, par exemple : pour le registre de «map» :
 • l'identificateur

L'identificateur (ou encore le «nom» du message) de longueur 11 bits a été scindé en deux octets.

Le DSCR1 contient les huit bits de poids fort et le DSCR2 contient les 3 bits restants, le bit RTR et la longueur du message envoyé.

pour le registre de «command» :
 • le bit CMR4

Ayant pour nom GTS (Go To Sleep), il indique, lorsqu'il est à l'état bas que le circuit se réveille, ... du moins d'un œil tout d'abord !

En effet si il est bien dit qu'un niveau dominant (donc présence d'une activité sur le bus) sur les broches d'entrée RX0 - RX1 réveille le circuit, il lui faut un certain temps pour s'étirer avant d'être en forme !

En effet l'oscillateur local redémarre et une interruption de Wake up est générée. Le PCx 82C 200 qui dormait et qui est en train de s'éveiller ne sera pas capable de recevoir de message jusqu'au moment où il aura détecté un signal de «Bus Free» (séquence de 11 bits récessifs successifs).

• le bit CMR1

De nom Abort, ce bit permet au microcontrôleur de pouvoir suspendre la prochaine transmission prévue à son menu au profit d'une autre jugée plus urgente (sans interrompre celle actuellement en cours)

pour le registre de «Status»

• le bit SR7

BS (Bus Status) indique si le composant (le nœud considéré) est «bus OFF» ou actif. Si le composant vient de passer en bus OFF (il est mis au piquet pour fautes graves répétées !), il devra attendre le temps minimum que le protocole indique (128 occurrences de séquences de «bus free») avant de redevenir «actif» et de remettre ses compteurs d'erreurs internes à zéro.

• le bit SR6

Dit ES (Error Status) renseigne sur l'état des compteurs d'erreurs en indiquant que l'on arrive à la limite de Warning.

● Le filtrage des messages

Le filtrage des messages permet de créer des familles d'identificateurs et donc d'ouvrir de nombreuses possibilités d'applications.

Sous de nombreuses conditions fonctionnelles (registre de réception vide, bit de Reset Request positionné, ...) le filtre d'acceptance des messages véhiculés sur le bus est assuré par deux registres :

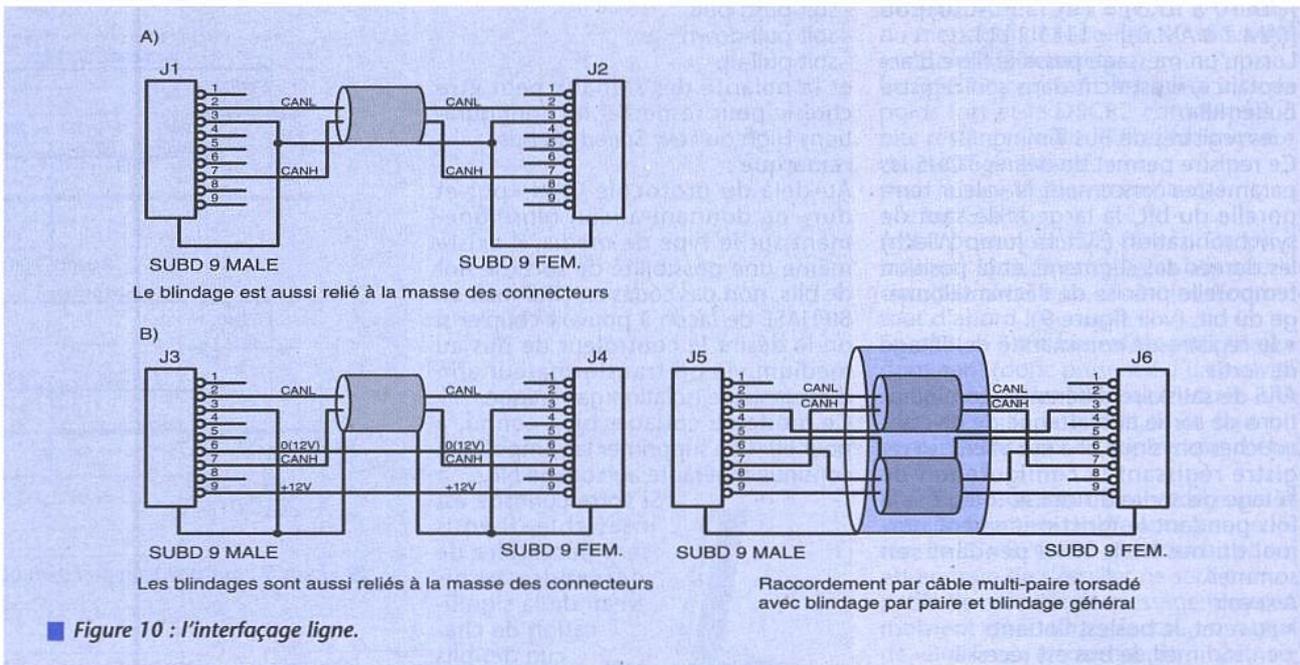
• le registre de code d'acceptance (ACR)

Les bits du code d'acceptance AC7 à AC0 et les huit bits de poids fort de l'identificateur du message doivent être égaux aux bits qui sont indiqués comme significatifs par les bits de «masque d'acceptance».

• le registre de masque d'acceptance (ACM)

Le registre de masque d'acceptance qualifie lequel des bits correspondants du code d'acceptance sont «significatifs» ou «sans importance» pour le filtrage.

exemple :
 Si la condition suivante est vérifiée, l'acceptance est donnée :



CALCUL DES REGISTRES BTR0 ET BTR1

<ESC> ABANDON <F10> VALIDATION

Horloge = 16 Mhz
tclk = 62.5 ns

I = tclk*2 = 125 ns

tsc1 = I * (1 + BRP)

UTILES PREDEFINIES (Kbauds)
Aucune 5 10 20 50 100 125 250 500 1000 1600

Durée d'1 bit: tsc1 = μS | tseg1 = μS | tseg2 = μS | Bauds

tsc1*(1+TSEG1) tsc1*(1+TSEG2)

SAMPLE

TIMING DU BUS
BTR0 : 2F H
SJV : 1 d
BRP : 63 d

BTR1 : 2F H
SAM : 0 d
TSEG2 : 7 d
TSEG1 : 15 d

■ Figure 11

CAN DEMO

MESSAGES ENVOI

<ESC> ABANDON <F10> ENVOI

ID	RTR	LONG	1	2	3	4	5	6	7	8
0	3	3	0	0	0	0	0	0	0	0

Chaine ASCII [] TX INT : 0

RECEPTION

Reçu: [] DSCR0: []
ASCII [] DSCR1: []
RX INT : 0 Buffer OUF: 0

CAPTURE

Message(s) capturé(s) TERMINE

Status 82C200		Reset Request	
Bus Status	0	Error Status	1
Transmit Status	1	Receive Status	1
TX Complete Status	1	Error(s) Int	0
Data Overrun	1	OUR Int	0
		W. up Int	0

B OFF RECOVER INIT 82C200

■ Figure 12

● Les possibilités de la carte

La carte donne accès à toutes les fonctionnalités que le circuit intégré PCx 82C 200 supporte. Ça en fait déjà beaucoup !

LE LOGICIEL D'ÉVALUATION ET D'AIDE AU DÉVELOPPEMENT

A l'aide de menus (voir copies d'écran figures 11 et 12) on accède à :
*) l'initialisation de la carte et du com-

posant, choix des débits, interruption, ligne IRQ, ...
*) l'aide au calcul (automatique) des valeurs des contenus des registres du «bit timing» BTRx, très importants dans la définition d'un réseau spécifique,
*) aux 32 registres du PCx 82C 200,
*) à l'émission automatique et réception de messages, qui, de plus, peuvent être stockés sur disque dur via le logiciel proposé,
*) à l'activation ou l'arrêt de la capture de messages spécifiques. Leur gestion, importation ou exportation dans un tableur ou une base de données ne pose pas de problèmes (fichiers en ASCII).

● La bibliothèque de fonctions

L'ensemble livré propose aussi une bibliothèque de fonctions très utiles. Ceci facilite l'emploi de la carte à partir d'un PC et permet de concevoir rapidement sa propre application. Citons par exemple :

- lecture d'un registre
- écriture d'un registre
- lecture d'un message
- écriture d'un message
- copie d'un message
- lecture ou modification d'un identificateur
- lecture ou modification de la longueur d'un message, etc.

et toute la tripaille de commande du PC. Voici terminé pour aujourd'hui la description de cet outil de prise en main et d'aide au développement de réseaux utilisant le bus CAN. Nous vous donnons rendez-vous prochainement pour vous proposer d'autres applications et de nombreux compléments sur ce bus industriel ... et fonctionnant très facilement à titre personnel.

Dominique PARET

Pour information le groupement industriel CiA (Can In Automation) organise un FORUM CAN Porte de Versailles à Paris le 15 Mars 1995.

SECCOM
«Le Regain»
69780 Toussieu
Tél. : 72 48 01 70

OMSE
Omnitech
Bt Evolic 1-165
Bd de Valmy
92706 Colombes
Tél. : (1) 48 76 09 30

Sertronique
C.A. de Monthéard
11, rue Edgar-Brandt
72016 Le Mans
Tél. : 43 86 74 74



Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;

Analogiques

Digitaux

Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10

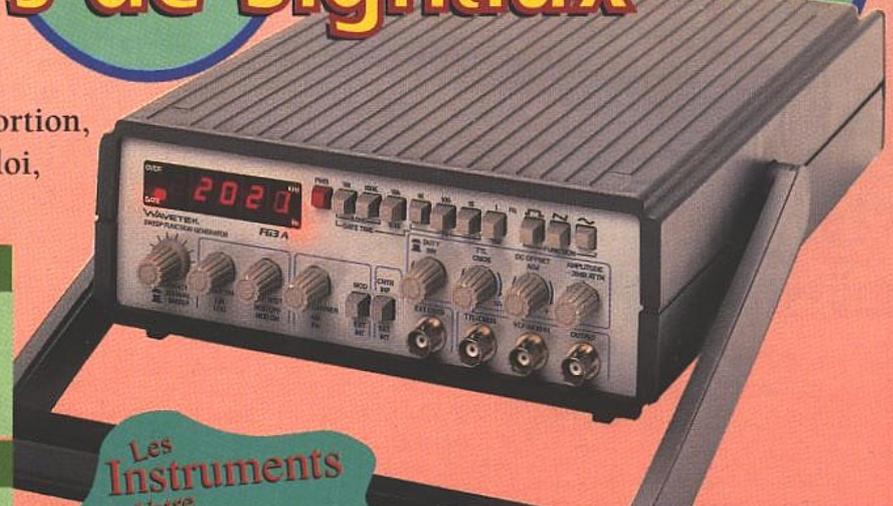


9012E	9020E	9016E	9302E
<ul style="list-style-type: none"> • 2 x 20 MHz • Testeur de composants • Sensibilité 1mV/div • Base de temps 0,05µs/div • Déclenchement alterné 	<ul style="list-style-type: none"> • 2 x 20 MHz • Testeur de composants • Sensibilité 1mV/div • Base de temps 0,01µs/div • Balayage retardé 	<ul style="list-style-type: none"> • 2 x 60 MHz • Double base de temps • Sensibilité 1mV/div • Base de temps 0,05µs/div • Déclenchement TV 	<ul style="list-style-type: none"> • Mémoire numérique • 2 x 20 MHz • Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique • Mode 'Roll' • Sortie analogique
3795 F TTC	3 990 F TTC	7990 F TTC	7550 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distorsion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.

FG2AE	1950 F TTC
<ul style="list-style-type: none"> • 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz • Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse • Rapport cyclique variable • Entrée VCF, Atténuation fixe, variable 	
FG3BE	2995 F TTC
Toutes les fonctions du FG2AE, plus:	
<ul style="list-style-type: none"> • Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz • Modulation de fréquence et d'amplitude • Balayage linéaire ou logarithmique 	



Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK

Electronique - Diffusion

59100	ROUBAIX	15, rue de Rome	Tél. : 20 70 23 42	Fax : 20 70 38 46
59000	LILLE	234, rue des Postes	Tél. : 20 30 97 96	Fax : 20 30 97 96
59500	DOUAI	16, rue de la Croix-d'Or	Tél. : 27 87 70 71	Fax : 27 87 70 71
59300	VALENCIENNES	39, avenue de Saint-Amand	Tél. : 27 30 97 71	Fax : 27 30 97 71
59140	DUNKERQUE	19, rue du Dr Lemaire	Tél. : 28 66 60 90	Fax : 28 59 27 63
62000	ARRAS	50, avenue Lobbedez	Tél. : 21 71 18 81	Fax : 21 71 18 81
69008	LYON	45, rue Maryse-Bastie	Tél. : 78 76 90 91	Fax : 78 00 37 99
34400	LUNEL	155, boulevard Louis-Blanc	Tél. : 67 83 26 90	Fax : 67 71 62 33
92240	MALAKOFF	43, rue Victor Hugo	Tél. : (1) 46 57 68 33	Fax : (1) 46 57 27 40